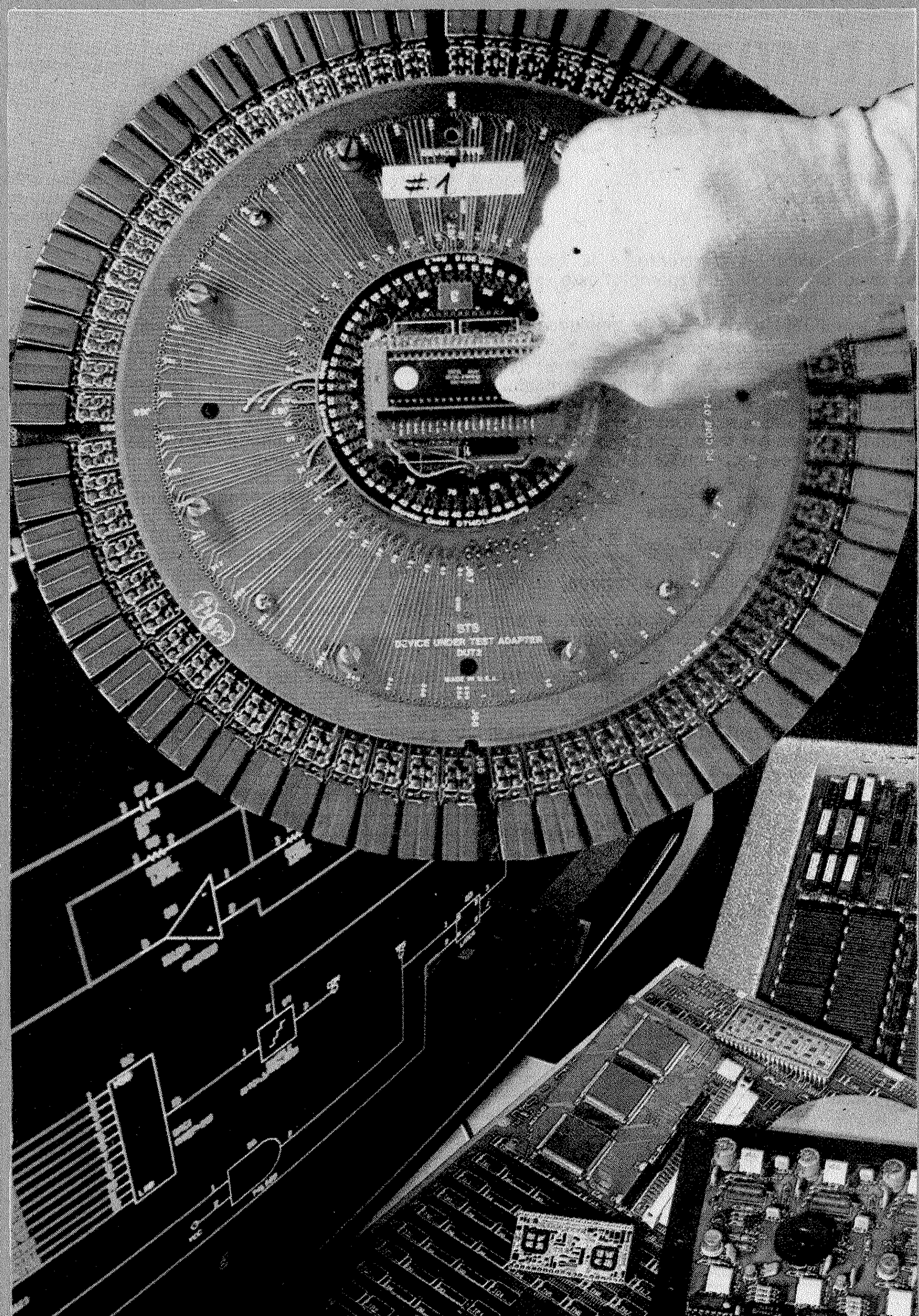
Tehnium

ANUL XXIII — NR. 270 5 / 1993

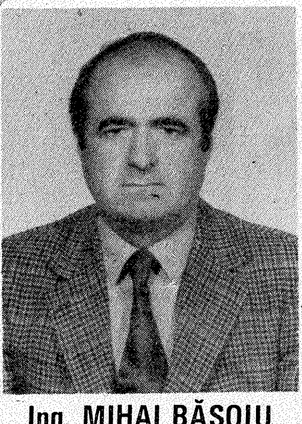
SUMAR



REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON: 618 35 66—617 60 10/2059

Prețul 150 LEI



● *S-a născut la 29 august 1943, la Stănești-Argeș;*
● *În 1966 a absolvit Facultatea de Electronică și Telecomunicații din cadrul I.P. București;*
● *Autor a peste 20 de inovații tehnice în domeniul T.V. și a 4 invenții brevetate;*
● *Autor și coautor la 10 lucrări din domeniul electronicii:*
● *În prezent este director tehnic al Societății Electronica Service S.A.;*
● *Colaborator și consultant științific al revistei Tehnium din anul 1980.*

Ing. MIHAI BĂȘOIU

ZGOMOTUL ÎN LANȚUL de TRANSMISIE T.V. prin CABLU

ing. MIHAI BĂȘOIU

Principalele relații referitoare la zgomotul unui cvadripol, la care tot zgomotul este asimilat cu zgomotul termic (fig. 1.):

$E^2_{ZT} = 4\ KTRB$ unde: E_{ZT} este tensiunea electromotoare de zgomot termic;

K este constanta lui Boltzmann: 1,38 x 10^{-23} WS/°K; B este banda de frecvențe a semnalului tranzitat (Hz); T este temperatura ambiantă (°K) iar R este rezistența sursei (ohmi).

Puterea de zgomot termic, în condiții de adaptare, are valoarea $P_{ZO} = KTB$. În realitate $P_Z = F P_{ZO}$, unde $F = \frac{(P_S/P_Z)\ in}{(P_S/P_Z)\ ieșire}$ este factorul de zgomot al cvadripolului iar $\frac{P_S}{P_Z}$ = raportul semnal-zgomot al semnalului la intrarea, respectiv ieșirea cvadripolului.

Au fost reamintite câteva dintre relațiile care stau la baza aprecierii zgomotului unui cvadripol.

Pentru aprecierea influenței zgomotului asupra semnalului unui lanț de televiziune prin cablu, mai trebuie reamintite două elemente:

a — În cazul conectării în cascadă a n cvadripoli caracterizați fiecare dintre ei, de o amplificare Ai și un factor de zgomot Fi (i = 1...n), factorul de zgomot echivalent al lanțului de cvadripoli va avea valoarea:

$$F_t = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_1} + \frac{F_3 - 1}{A_1 A_2} + ... + \frac{F_n - 1}{A_1 ... A_{n-1}}$$

b — Aprecierea calității imaginii se face, în principal, prin parametrul numit raport semnal-zgomot: $\frac{P_S}{P_Z}$ al semnalului traficat. Reprezentative pentru aprecierea organoleptică a calității imaginii TV, din punctul nostru de vedere, sunt patru valori ale acestui raport:

— 20 dB limita de inteligibilitate a imaginii (imagine inteligibilă pe fond zgomotos);

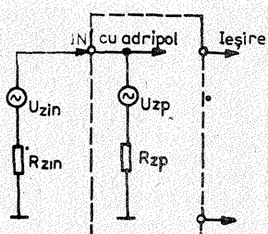
— 40 dB imagine fără zgomot;

— 46 dB imagine foarte bună. Valoarea este impusă prin standarde sau (și) norme în diferite țări cu o rețea TV prin cablu dezvoltată;

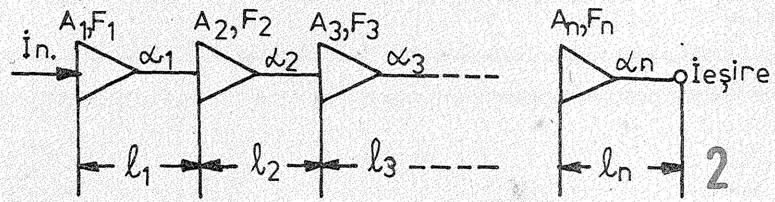
— 52 dB — condiție impusă în cazul transmisiilor TV cu înaltă definiție (HDTV).

Lanțul de transmisie TV prin cablu.

Structura unui lanț de transmisie TV prin cablu este dată în fig. 2. El este format dintr-o succesiune de amplificatoare și tronsoane de cablu de transmisie. Fiecare amplificator este caracterizat de mai mulți parametri, dintre care pentru această aplicație interesează în special amplificarea (Ai), factorul de zgomot (Fi) și nivelul maxim al semnalului la ieșire pentru care nu apar fenomene de intermodulație și modulație încrucișată. Fiecare tronson de cablu este caracterizat de atenuarea, αi, datorată fie numai atenuării propriu-zise a semnalului în cablu, fie atenuării cablului, cât și a atenuărilor introduse de sistemele de distribuție (dacă este cazul).



1



2

În continuare, pentru a se putea face o apreciere a lanțului de transmisie TV, autorul propune nomograma din fig. 3. care are la bază relațiile de calcul teoretice, însă la elaborarea căreia s-au luat în considerare câteva ipoteze simplificatoare:

— un tronson de lanț format dintr-un amplificator și un tronson de linie de transmisie are amplificarea totală 1 (0 dB), amplificatorul compensând atenuarea liniei;

— toate amplificatoarele folosite în lanț au performanțe asemănătoare;

— nu sunt luate în considerare diferitele surse de zgomot, altele decât cele datorate zgomotului propriu al amplificatoarelor;

— semnalul sursă inițial nu conține zgomot (raportul semnal-zgomot real, circa 110 dB).

Nomograma permite stabilirea unei corelații între valoarea semnalului la intrarea lanțului TV (aceeași cu valoarea minimă a semnalului traficat în lanț) și numărul maxim posibil de tronsoane (respectiv amplificatoare) ale lanțului.

Corelația este condiționată de doi parametri importanți:

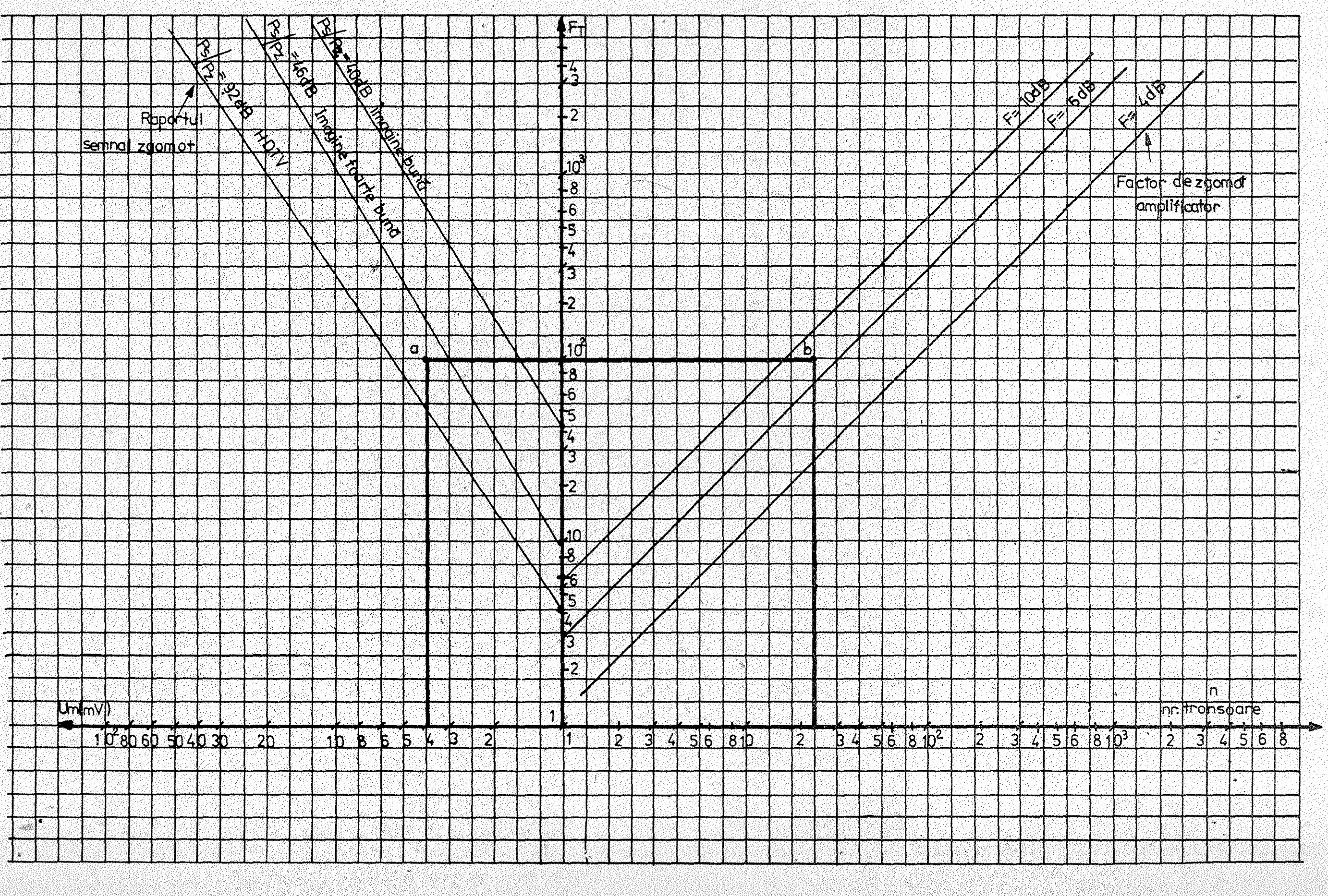
— raportul semnal-zgomot minim acceptat în lanțul TV;

— factorul de zgomot al amplificatoarelor utilizate în lanț.

Valorile numerice ale parametrilor luați în calcul sunt valabile pentru traficarea de semnale TV conform normei OIRT (sau CCIR D, K) și sunt acoperitoare pentru semnalele conform normelor CCIR B, G.

(CONTINUARE ÎN PAG. 7)

3



RADIORECEPTOR MF-MA CU CIRCUITE INTEGRATE

ALEXANDRU ZANCA

(URMARE DIN NR. TRECUT)

După amplificare, componenta alternativă utilă (semnalul audio însoţit de semnalul multiplex în cazul recepţionării unei emisiuni stereofonice) este disponibilă la pinul 9. Tot la pinul 9 se găseşte şi o tensiune continuă ce variază între anumite limite, în funcţie de deviaţia frecvenţei centrale. Această tensiune poate fi utilizată atât la comanda dispozitivului CAF din blocul de acord, cât şi pentru comanda unui instrument ce indică acordul corect de post.

Semnalul util de la pinul 9, care în cazul recepţionării unei emisiuni stereo conţine şi semnalul multiplex, este adus prin reţeaua de corecţie R8, C25 la intrarea decodorului stereo, astfel încât la ieşirile acestuia se obţine componenta audio corespunzătoare celor două canale: dreapta şi stânga.

SECŢIUNEA MA. Semnalul din circuitul de antenă, selectat cu ajutorul circuitului oscilant C7, L1, este adus la intrarea amplificatorului RF—MA prin intermediul bobinei de cuplaj L2. Frecvenţa intermediară obţinută după mixaj este disponibilă la pinul 13.

Cuplajul cu amplificatorul FI—MA este realizat prin intermediul filtrului Ø1. După detectare şi amplificare, semnalul audio este disponibil la pinul 9. Capacitatea C18 asigură filtrarea componentei FI reziduală, apărută la ieşirea audio. Semnalul este aplicat la intrarea decodorului stereo, dar acesta în lipsa semnalului multiplex, se comportă ca un amplificator cu câştig aproximativ 1. În acest fel la ieşirile decodorului se obţine un semnal audio mono.

Comutarea MF/MA se realizează intern prin polarizarea pinului 13, la acţionarea comutatorului K1, care prin contactele releului Y1 modifică şi valoarea condensatorului de filtraj de la pinul 9. În figura 1 comutatorul este conectat în poziţia MF.

Alimentarea montajului se realizează de la un stabilizator capabil să furnizeze +13V/150mA şi -9V/2mA faţă de masă, tensiuni bine filtrate şi decuplate. Montajul se realizează pe o placă de sticlotextolit dublu placat. Desenul cablajului şi dispunerea pieselor sunt arătate în figurile 3 şi respectiv 2. Desenele sunt la scara 1:1. Cuprul rămas disponibil pe faţa cu piese, după trasarea cablajului, va fi utilizat ca ecran. Conectarea acestuia la masă se face într-un singur punct şi anume la cosa zero volt. Terminalele pieselor — inclusiv cele legate la masă — se vor izola de folia de cupru ce constituie ecranul prin îndepărtarea cuprului din jurul terminalelor.

După plantarea pieselor şi verificarea corectitudinii montajului (este de preferat ca circuitele integrate să fie montate în socluri), se alimentează montajul, urmărindu-se consumul care nu trebuie să depăşească 100 mA. Se cuplează un frecvenţmetru la cosa 9 şi din semireglabilul R11 se va căuta obţinerea frecvenţei de 19 kHz în acest punct. NOTĂ: trebuie menţionat că o separare maximă a canalelor se obţine pentru o frecvenţă puţin inferioară celei de 19 kHz.

Comutatorul K1 se pune în poziţia MF şi cu ajutorul unui generator de radiofrecvenţă modulat în frecvenţă se reglează L0 pentru a obţine la pinul 9 al circuitului integrat TDA 1220 maxim de semnal cu minim de distorsiuni (la un reglaj corect tensiunea continuă la pinul 9 trebuie să fie de 3,2 V). Recepţionând o emisiune stereo (sau cu ajutorul unui generator de semnal multiplex), se va regla R8 pentru obţinerea unei separări maxime între canale pentru distorsiuni minime.

Se comută comutatorul K1 în poziţia MA, şi cu ajutorul unui generator de semnal de radiofrecvenţă modulat în amplitudine, se va realiza alinierea circuitelor oscilatorului local şi de antenă prin acţionarea asupra elementelor C14, C13, L9 şi C4, L1 (punctele de aliniere au fost calculate pentru frecvenţele de 588,27 kHz, 1082,45 kHz şi 1576,64 kHz). Prin acţionarea asupra bobinelor L7/L8 şi L4/L5, se va căuta obţinerea unui semnal maxim pentru minim de distorsiuni. Bobina L3 este acordată pe dublul frecvenţei intermediare (în cazul de faţă FI=465 kHz).

Cei interesaţi pot lărgi banda de recepţie şi în domeniul undelor scurte prin schimbarea bobinelor L1 şi L9, raportul de transformare L1/L2 şi L8/L9 rămânând aproximativ acelaşi.

Instrumentul I se foloseşte ca indicator de acord, având un reper la mijlocul scalei. Din R10, pentru acord corect pe post, se va aduce acul indicator al instrumentului în dreptul acestui reper.

Tabelul 1 cuprinde principalele performanţe şi caracteristici ale circuitului integrat TDA 1220. În tabelul 2 sunt date tensiunile continue la pinii circuitului integrat TDA 1220 în cazul funcţionării corecte. Tabela 3 cuprinde datele constructive pentru bobinele L1... L11.

Ca bloc de acord pentru unde ultrascurte s-a folosit blocul UUS din radiorecepotorul Bucur, dar se poate folosi şi un bloc UUS din radioreceptorul SELENA sau orice bloc UUS.

LISTA COMPONENTELOR

— R1; R15	100 Ω
— R2; R6	8,2 kΩ
— R4	18 kΩ
— R5; R23	470 Ω
— R7; R24	330 Ω
— R8; R9	25 kΩ (semireglabil)
— R10	100 kΩ (semireglabil)
— R11	5 kΩ (semireglabil, helipot)
— R12	25 kΩ
— R13; R21	3,9 kΩ
— R14	1 kΩ
— R16; R17	4,1 kΩ
— R18	39 kΩ
— R19	820 Ω
— R20	50 Ω
— R22	2,2 kΩ
— R25	1,8 kΩ

Rezistenţele vor fi de tipul cu peliculă metalică.

— C1, C5, C6, C8, C16, C20, C24, C30, C32, C37, C42, C43	100 nF
— C2, C31	100 μF/25 V
— C3	100 μF/15 V
— C4, C14	6...25 pF
— C7	2 x 8/365 pF + 2 x 6/24 pF
— C9	10 μF/15 V
— C10, 33	330 pF
— C11, C12	1 nF
— C13	380 pF
— C15	25 pF
— C17	300 pF
— C18	8 nF
— C19	100 pF
— C21, C22	22 nF
— C23, C38, C39, C47	22 μF/25 V
— C25	2,2 nF (2n2)
— C26	390 pF
— C27, C29	470 nF
— C28	220 nF
— C33	33 nF
— C34	2,5 nF
— C35, C36	15 nF
— C40, C41, C45	10 nF
— C44	10 μF/25 V
— C46	1000 μF/10 V
— C47	25 μF/25 V
— IC1	TDA 1220
— IC2	A 578
— T1	BF 255
— Ø 1 filtru ceramic 465 kHz	
— Ø 2 filtru ceramic 10,7 MHz	

BIBLIOGRAFIE:

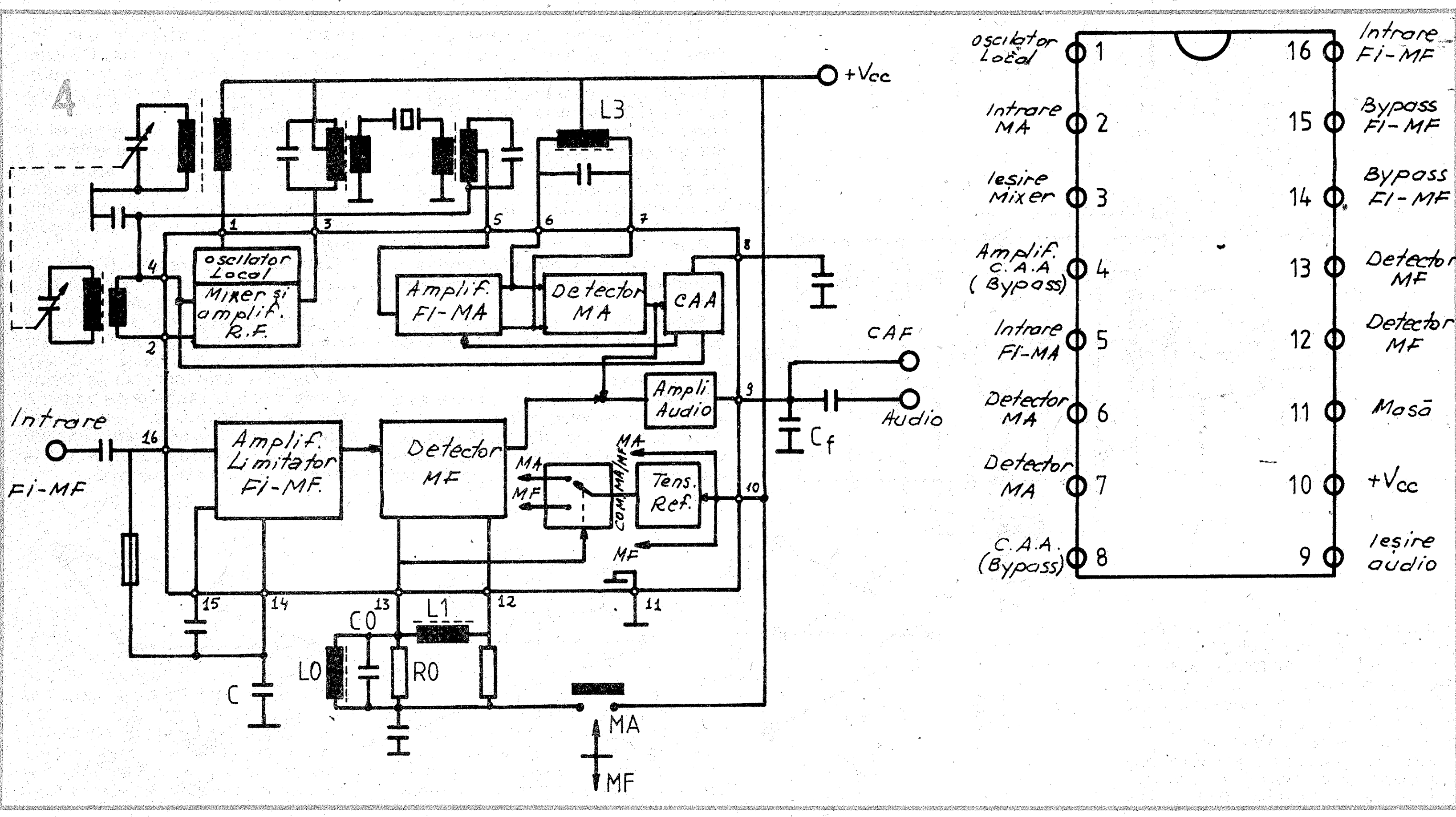
— Catalog PHILIPS

— Sapiro, D.N., ş.a. Proiectarea radioreceptoarelor

— F. Langford—Smith, Radio designer's handbook

— The radio amateur's handbook, 38-th Edition 1961

— Nicolae Marinescu, Radioreceptoare cu circuite integrate



DISCRIMINATORUL DE FAZĂ ȘI DETECTORUL DE RAPORT

ing. ȘERBAN NAICU

În receptoarele radio prevăzute cu UUS (modulație de frecvență) precum și în receptoarele de televiziune, o funcție importantă o constituie extragerea semnalului purtat de o oscilație MF, deci demodularea de frecvență a sunetului. Aceasta se realizează cu demodulatoarele de frecvență care primesc semnalul de FI sunet modulat în frecvență, transformă modulația de frecvență în modulație de amplitudine și apoi realizează detectarea acesteia, pentru a obține semnalul de AF (joasă frecvență).

Dintre demodulatoarele de frecvență, cele mai uzuale sunt discriminatoarele de fază și, în aparatele mai moderne, detectoarele de raport (simetrice sau nesimetrice). În receptoarele T.V., în care calea de sunet este realizată cu CI, demodularea de frecvență se realizează după o metodă diferită bazată pe principiul coincidenței (cvadraturii).

Circuitul, utilizat pentru conversia modulației de frecvență (MF) în modulație de amplitudine (MA), poartă numele de **discriminator.** Dar, trebuie avut în vedere ca amplitudinea semnalului MF să rămână riguros constantă, deci discriminatorul va fi precedat de un etaj limitator de amplitudine.

Cel mai simplu tip de discriminator îl reprezintă **detectorul de pantă,** care constă într-un circuit oscilant derivație (paralel) acordat pe o frecvență puțin diferită de frecvența purtătoarei.

Considerăm circuitul oscilant paralel acordat pe frecvența ω_0' mai mică decât frecvența ω_0 a purtătoarei și banda sa de trecere suficient de largă. Dacă semnalul aplicat acestui circuit la intrare este modulat în frecvență, la ieșire se obține un semnal de amplitudine variabilă, deci semnalul MF a fost convertit în semnal MA (figura 1). Deoarece circuitul folosește panta curbei de rezonanță, el se numește detector de pantă. După transformarea MF în MA, urmează un proces de detecție MA obișnuit.

Dezavantajele detectorului de pantă constau în introducerea unor distorsiuni (deoarece panta curbei de rezonanță a circuitului oscilant nu rămâne constantă) și sensibilitatea deosebită la variația amplitudinii semnalului MF (deci se impune o bună limitare a oscilațiilor MF).

Aceste neajunsuri sunt eliminate de discriminatorul Foster-Seely, prezentat în figura 2. Concepția schemei de principiu a discriminatorului de fază, precum și studiul său analitic, le-au făcut Foster și Seely, în anul 1937, de unde și denumirea sub care acest etaj este cunoscut.

Schema de principiu cuprinde un transformator de intrare, format din două circuite acordate cuplate și două detectoare în contratimp, conectate în paralel. Tranzistorul, a cărui sarcină o constituie acest transformator de intrare, constituie un etaj limitator.

Transformatorul frecvență-amplitudine cuprinde două circuite acordate cuplate L1—C1 și L2—C3. Cele două circuite sunt acordate pe frecvența intermediară, fiind cuplate inductiv prin L1, L2 și capacitiv prin C2 care injectează semnalul din primar în discriminator. Pentru a nu denatura semnalul, acest condensator trebuie să aibă o reacție capacitivă cât mai mică. Semnalul injectat prin C2 se aplică în fază pe cele două diode.

Punctul median al bobinei secundare (L2) și punctul comun al grupurilor de detecție (R1—R2 și C4—C5) sunt conectate prin bobina de șoc L3. Aceasta închide calea curenților continui care circulă prin fiecare ramură a discriminatorului. Dacă nu s-ar monta L3 și s-ar pune un simplu conductor, atunci semnalul injectat prin C2 ar fi scurtcircuitat la masă prin C7.

Pentru ca L3, montată în paralel pe L1, să nu o șunteze, reactanța ei inductivă se alege mult mai mare ca a lui L1.

Bobina de șoc L3 la bornele căreia se află tensiunea U1 face ca această tensiune să se aplice la bornele diodelor.

Pentru o funcționare corectă este necesară o simetrie perfectă a celor două ramuri ale discriminatorului. De aceea, priza mediană a transformatorului se va alege cu grijă, iar cele două diode vor fi sortate pentru a avea caracteristicile statice cât mai apropiate.

În funcție de alegerea punctului de referință (masa), discriminatorul poate fi simetric (cu masa la mijlocul grupului de detecție) sau nesimetric (cu masa la o extremitate a grupului de detecție).

Dacă se aplică un semnal la intrarea discriminatorului, pe fiecare din cele două diode se aplică tensiunea **U1** (de pe L3) și jumătate din tensiunea **U2**. Cele două jumătăți ale tensiunii U2 din secundar sunt defazate cu 180° datorită prizei mediane.

Deci putem scrie:

$$U_{D1} = \mathbf{U1} + \frac{\mathbf{U2}}{2} \quad \text{și} \quad U_{D2} = \mathbf{U1} - \frac{\mathbf{U2}}{2}$$

Deci, pe diode se aplică (prin C2) tensiunea **U1** în fază și jumătate din tensiunea **U2** în antifază.

Datorită cuplajului inductiv, tensiunea **U2** este decalată față de tensiunea **U1** cu un unghi φ care depinde de frecvența semnalului. Dacă frecvența semnalului este egală cu FI, atunci $\varphi = 90°$; iar vectorii tensiunii aplicate la cele două diode sunt egali ca mărime. În caz contrar acești vectori sunt diferiți și la ieșirea discriminatorului apare o tensiune a cărei valoare este cu atât mai mare cu cât diferența dintre frecvența de intrare și FI este mai mare (figura 3).

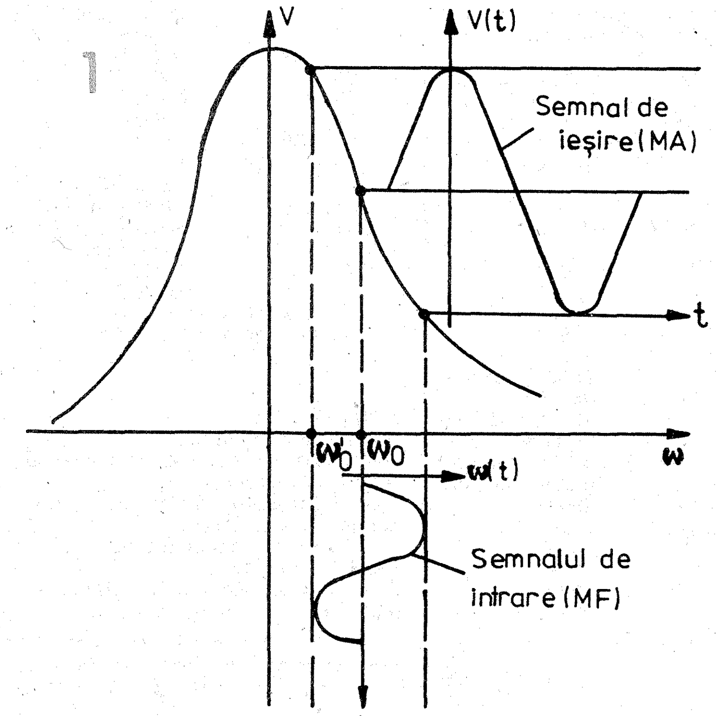
Datorită tensiunii U_{D1} prin dioda D1 trece un curent care încarcă condensatorul C4 la o tensiune cu valoarea de vârf egală cu ea. Similar, pe C5 apare o tensiune cu valoarea de vârf egală cu U_{D2}. Tensiunile care încarcă condensatoarele C4, C5 sunt de valori contrare, suma lor reprezentând tensiunea detectată de audiofrecvență.

Caracteristica de demodulare a discriminatorului este prezentată în figura 4. Se observă că, dacă frecvența de acord a circuitului secundar este mai mare ca frecvența semnalului, va rezulta o tensiune audio pozitivă.

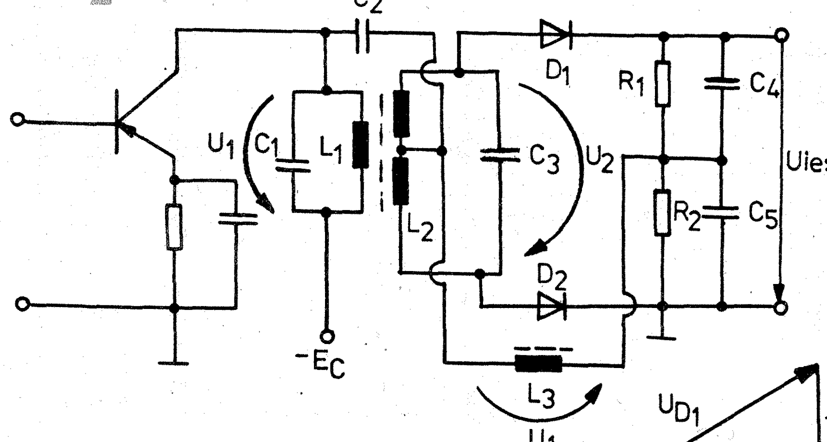
Detectorul de raport (figura 5) provine din discriminatorul de fază prin inversarea uneia dintre diode, D2, și prin faptul că în paralel cu sarcina se conectează un condensator de valoare mare, C6 (5 ÷ 15 μF).

Avantajele sale constau în faptul că este stabil la variațiile de amplitudine ale semnalului MF (deci nu impune condiții foarte severe limitatorului care-l precede) și este foarte stabil la semnalele parazite.

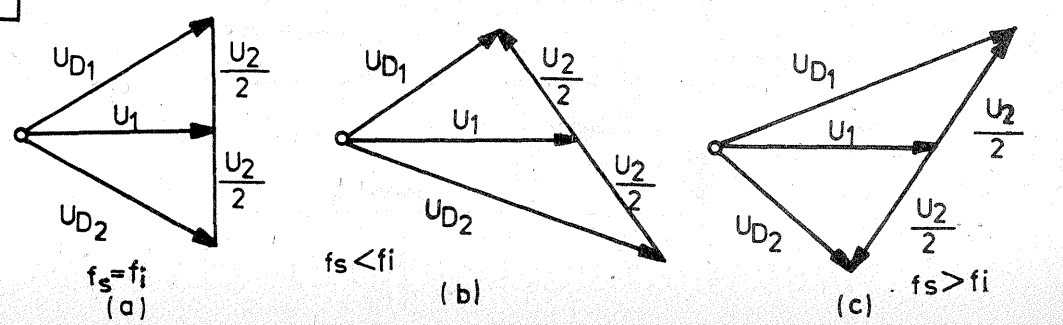
1



2



3



Acest tip de detector este utilizat cu predilecție în receptoarele T.V.

Principiul demodulării este același la detectorul de raport față de discriminatorul de fază.

Semnalul, care apare în sarcina amplificatorului de FI, este aplicat la cele două diode tot pe două căi (prin inducție mutuală între bobine și injecție directă printr-o capacitate C2). Rezultă două tensiuni ce se aplică pe cele două diode care determină conducția acestora și curenții care circulă în același sens prin rezistențele de detecție R1 și R2. Curenții detectați de cele două diode depind de amplitudinile tensiunilor ce se aplică la borne.

Tensiunea de ieșire a detectorului se extrage între punctele din mijlocul punții formate din rezistențele și capacitățile de detecție și nu de la bornele exterioare ale rezistențelor de detecție conectate în serie (ca la discriminatorul de fază). Acest lucru este necesar pentru obținerea limitării de amplitudine, dar are ca scop scăderea la jumătate a tensiunii de ieșire.

Datorită circulației curentului în același sens prin cele două rezistențe R1 și R2, la bornele acestora apar căderi de tensiune care se modifică o dată cu modulația de frecvență (figura 6).

În cursul modulației, potențialul de la ieșire (de pe condensatorul C7) va avea alura în formă de „S" (caracteristica de discriminare).

La bornele celor două rezistențe R1 și R2 se poate măsura căderea de tensiune $U_{C6} = U_{R1} + U_{R2}$. Deoarece constanta de timp (R1+R2)C6 este mare, încărcarea și descărcarea condensatorului nu poate urmări variațiile de amplitudine de joasă frecvență. Deci C6 (de valoare mare) se comportă ca o sursă de alimentare, menținând tensiunea constantă (U_{C6}).

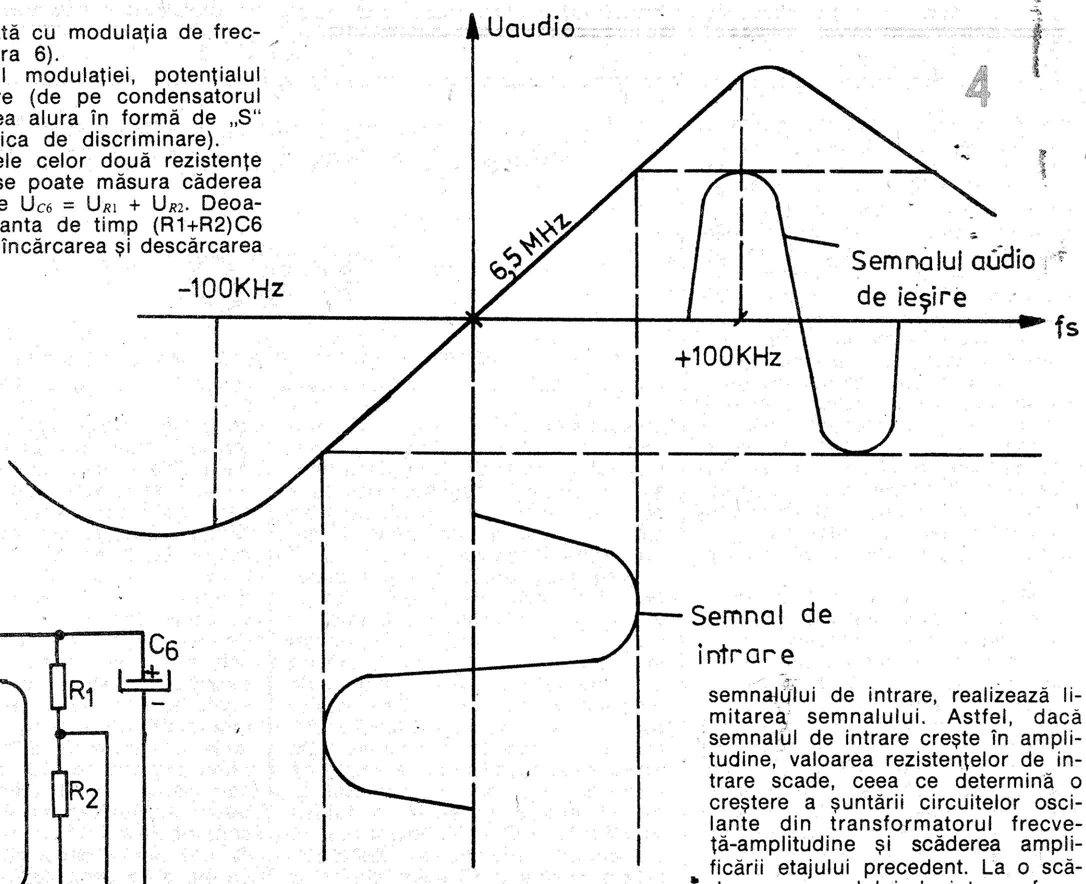
Dacă suma tensiunilor U_{R1} și U_{R2} rămâne constantă, căderile de tensiune pe cele două rezistențe de sarcină se modifică în funcție de deviația de frecvență.

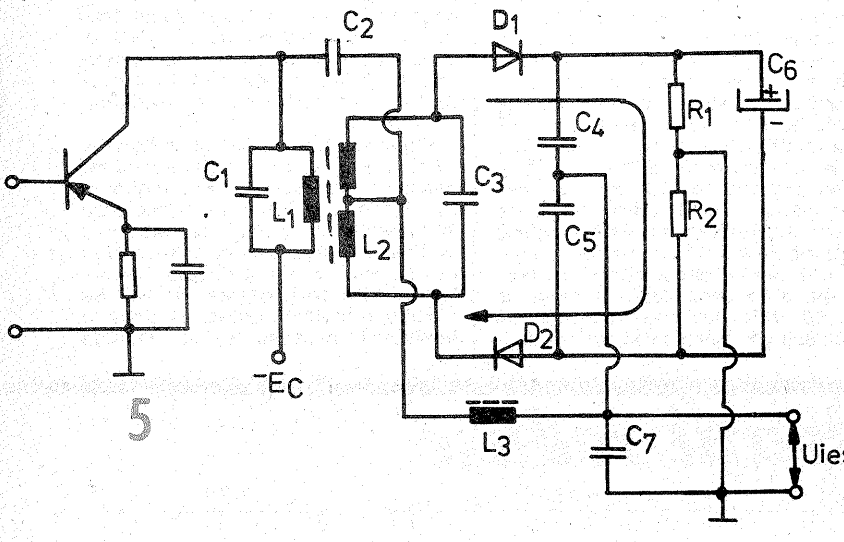
Deoarece fenomenul de detecție apare tocmai datorită modificării raportului acestor două tensiuni, discriminatorul prezentat poartă numele de **detector de raport**.

Detectorul de raport, prin modificarea rezistențelor de intrare în funcție de modificarea amplitudinii semnalului de intrare, realizează limitarea semnalului. Astfel, dacă semnalul de intrare crește în amplitudine, valoarea rezistențelor de intrare scade, ceea ce determină o creștere a șuntării circuitelor oscilante din transformatorul frecvență-amplitudine și scăderea amplificării etajului precedent. La o scădere a semnalului de intrare, fenomenul se repetă, dar în sens invers, ducând la eliminarea creșterii sau scăderii amplitudinii semnalului.

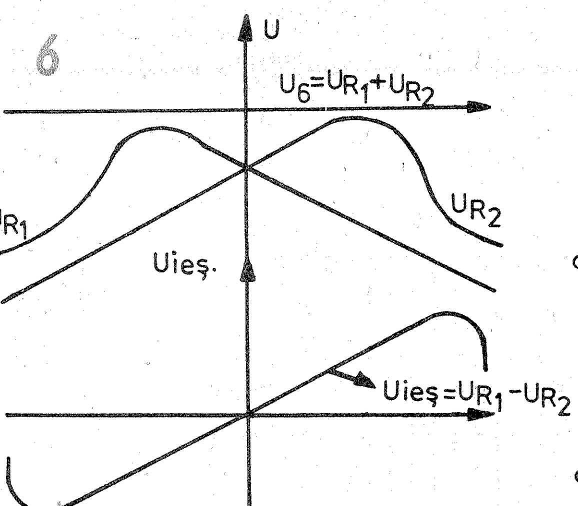
Pentru ca șuntarea să fie eficientă, rezistențele de detecție se aleg mult mai mici decât la discriminatorul de fază (de ordinul 5-10 kΩ).

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

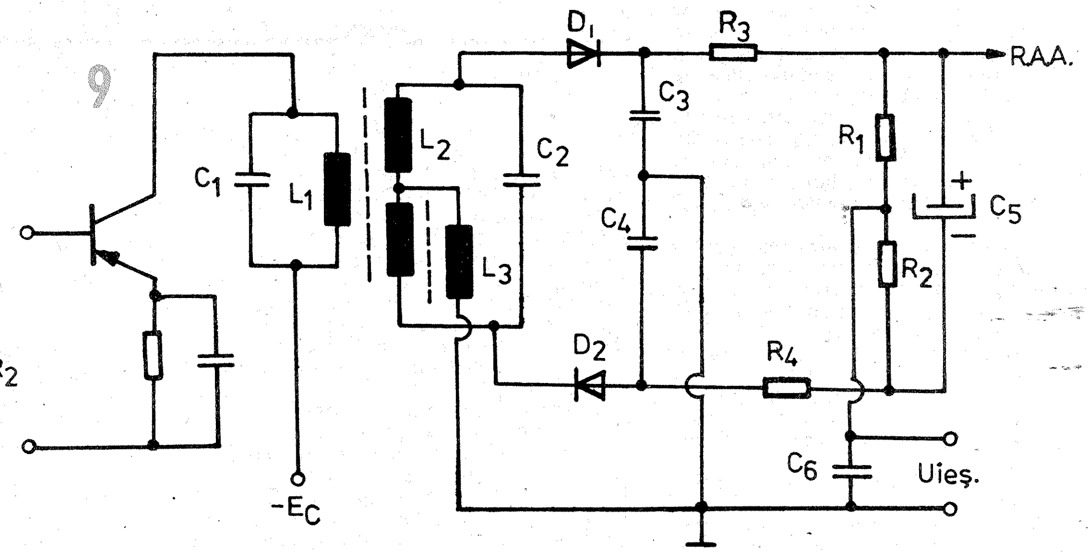




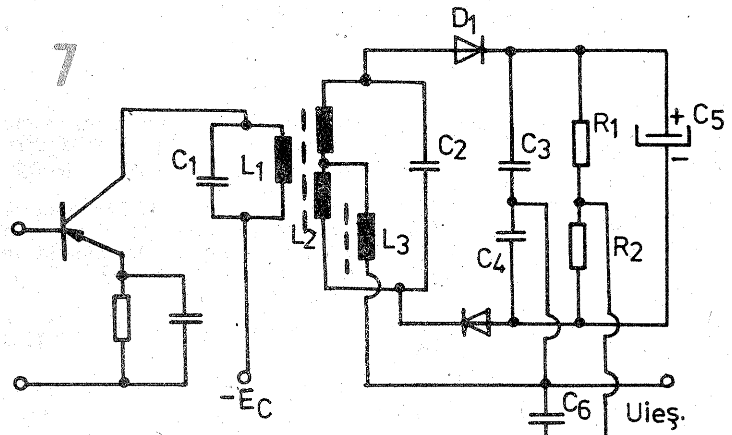
5



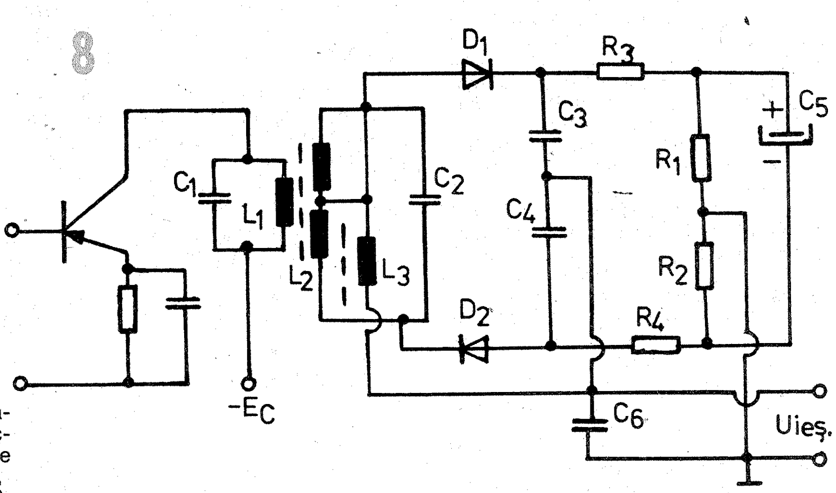
6



9



7



8

Pagini realizate în colaborare cu MINISTERUL TINERETULUI și SPORTULUI

VXO

AURELIAN LĂZĂROIU, CĂTĂLIN LĂZĂROIU, YO3FVR

Introducere. Importanța stabilității frecvenței de lucru în echipamentele de emisie-recepție este binecunoscută, motiv pentru care nu vom insista aici asupra acestui aspect. În practica amatorilor începători, modalitatea cea mai simplă și în același timp ieftină pentru obținerea unei stabilități ridicate, constă în folosirea oscilatoarelor cu cristal de cuarț. Dezavantajul major al acestora îl constituie faptul că frecvența generată este fixă, ceea ce poate reduce substanțial numărul QSO-urilor realizate. Dar, prin înserierea unei inductanțe și a unei capacități variabile cu rezonatorul de cuarț, se realizează VXO-ul (variable crystal oscillator), care permite obținerea unei anumite variații de frecvență, păstrându-se stabilitatea specifică cuarțului.

Parcurgând mai multe materiale în care au fost prezentate VXO-uri, am simțit lipsa unor referiri exprese la domeniul de variație obținut, la poziția lui față de frecvența de rezonanță a cuarțului, la stabilitatea efectivă în acest domeniu, precum și la componentele folosite. Este bine știut că rezultatele unui VXO depind de rezonator și de componentele asociate; în lipsa unor precizări concrete asupra acestora, rezultatele vor fi greu de evaluat.

În cele ce urmează prezentăm un VXO, încercând să facem toate precizările ce se impun, referitoare la componentele folosite și la rezultatele obținute. Precizăm că experimentele au fost făcute în ideea folosirii VXO-ului în aparatura destinată activității QRP, care după cum se știe se desfășoară în domenii restrânse de frecvență.

Realizare practică. În figura alăturată este prezentată schema VXO-ului, a cărui simplitate evidentă ne scutește de comentarii. Considerăm mult mai importante detaliile privind componentele folosite și modul de realizare a bobinelor. Tranzistorul este din seria BC; deși tipul tranzistorului nu este critic, recomandăm totuși selectarea unuia care asigură o deviație maximă de frecvență. În experimentele noastre am folosit tranzistorul BC 171. Bobina L1 cu inductanță variabilă, se realizează prin bobinarea a 65 spire, CuEm, Ø 0,12 mm pe o carcasă cu diametrul exterior de 8 mm.; bobinarea se face spiră lângă spiră. Variația inductanței se obține prin intermediul unui baston de ferită cu Ø 4 mm., fixat în miezul de material plastic filetat, care se înșurubează în carcasă. Concret, s-au folosit carcasa și miezul de la un transformator MF din televizoarele cu tuburi electronice. O precizare importantă: bobina L 1 se amplasează în montaj la distanță de cel puțin 20 mm de părțile metalice ale cutiei în care se realizează montajul, iar ecranul original de aluminiu nu se va folosi. Bobina L 2 se realizează pe o carcasă cu diametrul de 5 mm, cu miez de ferită. Înfășurarea primară are 16 spire, iar cea secundară are 4 spire bobinate peste înfășurarea primară; ambele sunt bobinate cu conductor CuEm, Ø 0,45 mm. Condensatorul variabil Cv va avea capacitatea minimă de 10...15 pF, iar cea maximă de 250...350 pF. Se preferă un condensator care să asigure o variație liniară a frecvenței. Cele două condensatoare fixe de 300 pF vor fi cu mică argintată sau styroflex. Rezistorul care șuntează grupul L,C din circuitul de colector se tatonează în jurul valorii de 2,2 kΩ.

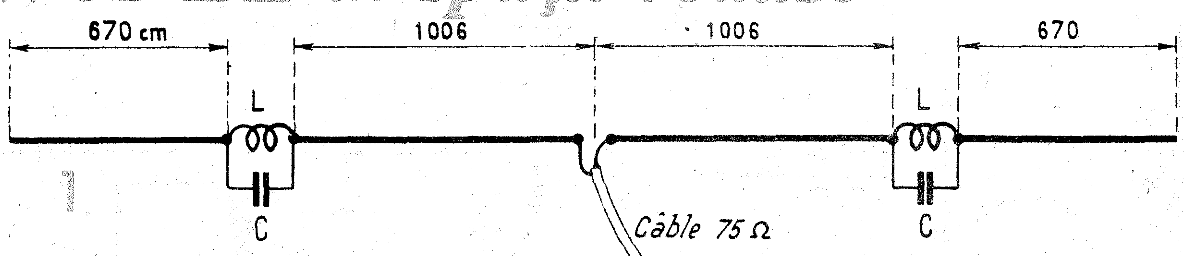
Stabilitatea oscilatorului este dependentă de eventualele variații ale tensiunii de alimentare. Pentru asigurarea unei stabilități maxime, am alimentat VXO-ul prin intermediul sursei de tensiune de referință termostabilă, dintr-un circuit integrat β A 723 (se poate folosi și un circuit integrat al cărui etaj de protecție este defect). În acest scop se utilizează numai terminalele 4, 5 și 8 (pentru capsula TO — 100) sau 6, 7 și 12 (pentru capsula TO — 116). În schemă sunt indicate numerele corespunzătoare terminalelor de la capsula TO — 116. Sursa de alimentare va avea valoarea de 12...15 V; în aceste condiții, tensiunea de alimentare a VXO-ului este de 7,15 V. Curentul consumat este de maximum 10 mA.

Reglaje, măsurători și rezultate. Pentru efectuarea reglajelor sunt necesare un frecvențmetru digital și un osciloscop, care se conectează la capetele înfășurării secundare a bobinei L1, încărcată cu o rezistență de sarcină corespunzătoare aplicației în care se folosește VXO-ul. Se introduce miezul bobinei L1 până la jumătatea acesteia și se închide

W3DZZ în spații reduse

Antena W3DZZ este mult folosită de radioamatori fiindcă ea poate să lucreze pe toate benzile de unde scurte și este alimentată cu un cablu coaxial de 75Ω sau, dacă se dispune de un balun, cu un cablu de 5 Ω impedanță.

Antena normală comportă un fir lung de 33 m, judicios tăiat, unde se intercalează două circuite oscilante tip paralel, dispuse simetric față de centrul antenei (fig. 1).



1

Aceste circuite rezonante numite și trape, sunt acordate în așa fel ca antena să prezinte electric lungimi variabile și să se adapteze automat pe lungimea de undă pe care se lucrează.

Astfel, pe 7 MHz terminalele antenei sunt izolate fiindcă trapele prezintă impedanțe foarte ridicate pe când în 3,5 MHz antena se prezintă în toată lungimea ei.

Pe 28, 21 și 14 MHz antena se prezintă ca 7, 5 și 3λ/2.

De mare importanță, aici, apare realizarea bobinelor care trebuie să-și mențină calitățile funcție de intemperii.

Cu titlu informativ, recomandăm pentru bobine utilizarea unui fir cu diametrul de 1 mm, din care se fac 13 spire cu pas 4 mm, iar diametrul bobinei fiind de 65 mm, așa cum apare în figura 2. Condensatoarele de acord, două la număr, trebuie să aibă izolator din ceramică sau mică și să reziste la 1500V, capacitatea lor fiind de 60pF. Aceste condensatoare se montează în mijlocul bobinelor. Inedit, pentru bobine se folosește un suport ceramic sau din alt izolant pentru a se păstra configurațiile fizice.

Așa cum s-a amintit, antena este foarte eficace, dar necesită un spațiu cu lungimea superioară de 33 m. În mediul urban așa ceva este mai rar la dispoziția radioamatorilor și ei trebuie să se folosească de spații reduse, dar elementele radiante să nu sufere în eficacitate.

Să presupunem că dispunem de un spațiu 21 x 10 m, deci un acoperiș sau o curte.

Radioamatorul francez F3DM ne recomandă să construim antena W3DZZ așa cum apare în figura 3. Chiar dacă forma antenei este bizară, după multiple experimentări, F3DM ne asigură că a reușit să obțină rezultate foarte bune pe toate gamele rezervate radioamatorilor.

Coeficienții de undă staționară pe 7020 kHz și 3520 kHz sunt 1/1 și cresc la frecvențe superioare atingând 2/1 pe 14 MHz.

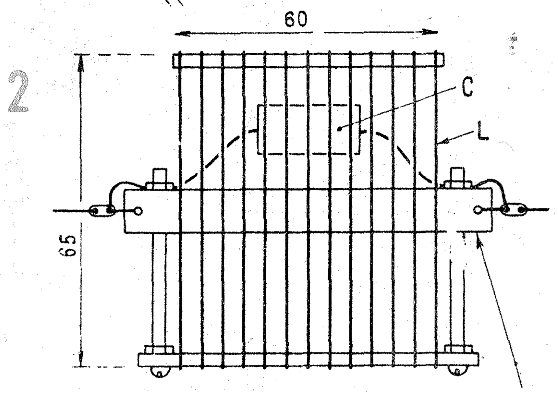
Forma finală a antenei în spațiu redus apare în figura 3. Aici se folosesc trei piloni din lemn și acoperișul clădirii pentru susținerea antenei de tipul nou.

Modificările propriu-zise apar prin introducerea unor bucăți de conductoare, deci niște alungiri. Astfel la cuplajul primei trape se leagă un fir lung de 0,69 m (în punctul C) ceea ce ajută la acordul în banda de 40 m (7 MHz) și un fir lung de 0,84 m la sfârșitul firului, acolo unde începe (în punctul D) izolatorul.

Lângă punctul C se montează trapa. Cei trei piloni sau puncte de susținere au 4,5 m și 9,5 m și respectiv 6 m.

Acordul antenei se face cu un dip-metru. În punctul de alimentare se cuplează dip-metrul și se taie din lungimea firelor C, centimetru cu centimetru până se obține rezonanța pe banda de 7 MHz, apoi același procedeu se aplică și pentru alungirile din punctul D.

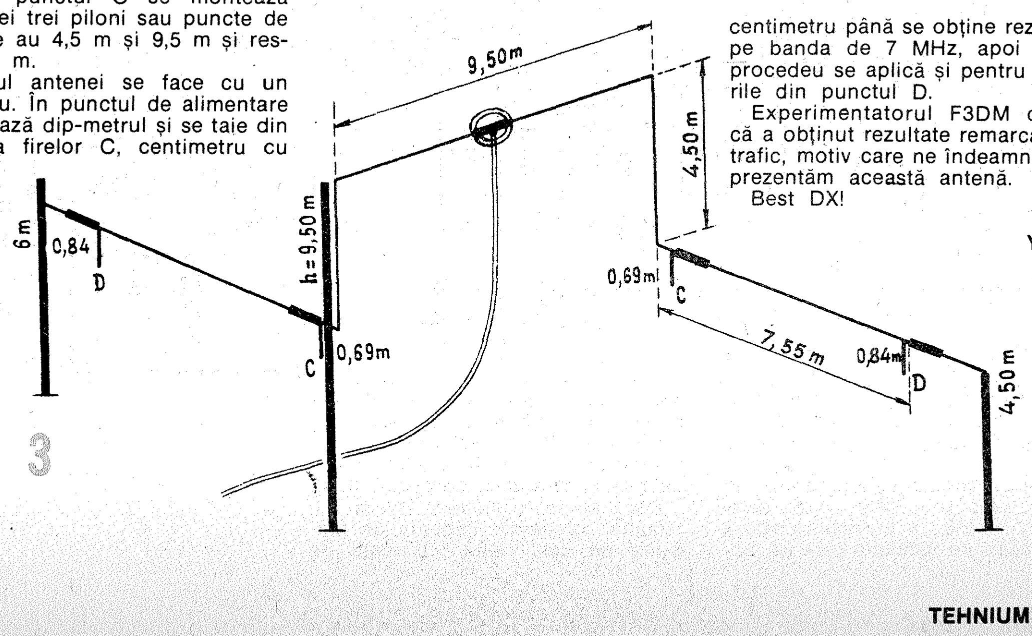
2



Experimentatorul F3DM declară că a obținut rezultate remarcabile în trafic, motiv care ne îndeamnă să vă prezentăm această antenă.

Best DX!

YO3CO

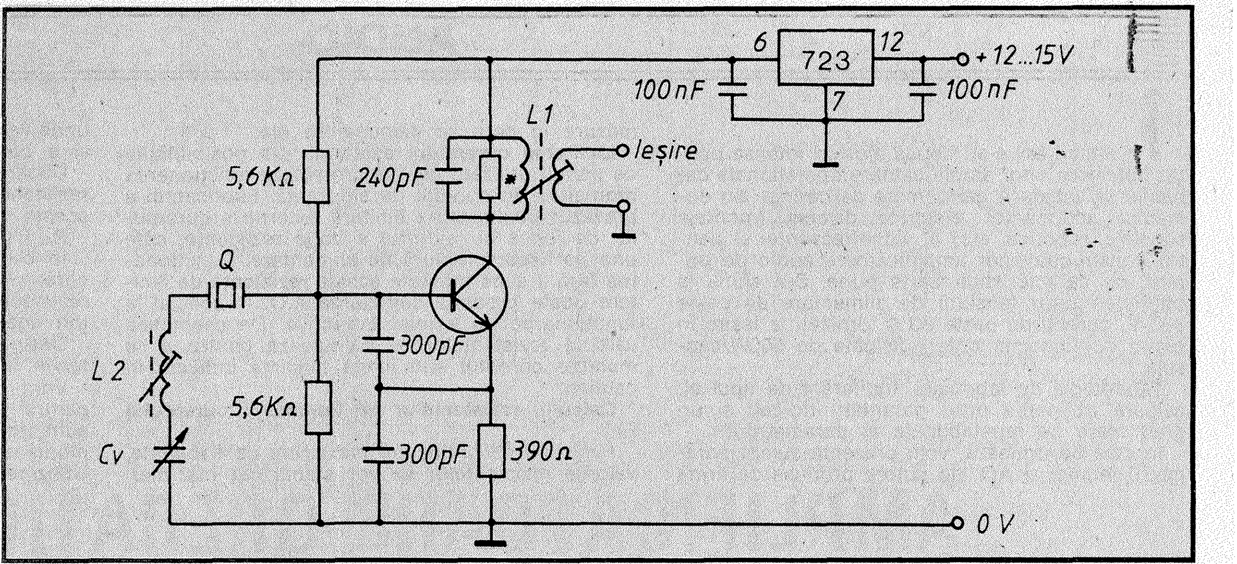


3

complet condensatorul variabil. Se reglează miezul bobinei L2 până la obținerea unui semnal sinusoidal cu amplitudine maximă și distorsiuni minime. Se reglează miezul bobinei L1 în sensul obținerii unei frecvențe cât mai scăzute. În final, printr-un reglaj fin și coordonat al miezurilor celor două bobine, se urmărește obținerea unui domeniu maxim de variație, prin rotirea condensatorului variabil de la un capăt la altul. Reglajul poate fi considerat terminat când variația de amplitudine și forma semnalului în interiorul domeniului respectiv rămân aproximativ neschimbate.

Rezultatele măsurătorilor efectuate de noi, pe care le prezentăm în continuare, pot determina opțiunea celor interesați. Măsurătorile au fost efectuate cu un frecvențmetru digital TR — 5255/DOO4 și un osciloscop PM 3200. Rezistența de sarcină a ieșirii oscilatorului a fost constituită dintr-un rezistor neinductiv cu valoarea de 75 ohmi. În experimentele noastre am utilizat rezonatoare ROMQUARTZ din seria frecvențelor QRP din banda de 7 MHz, respectiv 7028, 7031 și 7033 kHz. Menționăm că rezonatoarele nu au fost introduse în incintă termostatată, iar măsurătorile s-au efectuat la temperatura ambiantă de 18°C.

Domeniul de variație depinde de exemplarul cuarțului folosit (mai precis de tăietura lamelei de cuarț). Pentru rezonatoarele de cuarț indicate mai sus, am obținut variații cuprinse între 12...20 kHz, sub frecvența de rezonanță a cuarțului. În acest domeniu stabilitatea este



foarte bună, după cum se va vedea mai jos. Menționăm că un alt tip de cuarț, produs de altă firmă, a permis o variație mult mai mare, dar stabilitatea s-a redus corespunzător. Am făcut această mențiune pentru a atrage atenția asupra faptului că trebuie urmărită în permanență stabilitatea și nu numai obținerea unei deviații maxime de frecvență.

Stabilitatea de frecvență a montajului experimental, măsurată în tot domeniul acoperit, poate fi considerată ca foarte bună pentru aplicația propusă. La pornire, deriva maximă este de 20 Hz în primele 3...5 minute de funcționare, după care se stabilizează în limitele unei variații de cca. ± 1...2 Hz/oră la temperatura constantă de 18 °C. În condițiile folosirii cuarțului netermostatat, variația este de 10...15 Hz/°C. Așa cum am arătat anterior, frecvența de oscilație este dependentă și de tensiunea de alimentare. Cu stabilizatorul termostabil propus de noi, deriva de frecvență este nulă pentru tensiuni de alimentare variabile între 12...18 V.

Amplitudinea semnalului este de cca. 1,75 Vvv la mijlocul benzii acoperite și prezintă mici variații la capete. Forma semnalului este perfect sinusoidală în tot domeniul de frecvență.

Concluzii. În acest material am prezentat un VXO a cărui aplicație o considerăm adecvată echipamentului QRP. Concret, cu un rezonator ROMQUARTZ de 7033 kHz, folosit în montajul propus, am obținut o variație de frecvență continuă în domeniul 7020...7032 kHz, cu o stabilitate ce poate fi considerată ca excelentă pentru aplicația la care ne referim.

CALIBRATOR

Circuitul descris în continuare permite radioamatorilor să-și construiască un calibrator, foarte necesar în etalonarea aparaturii HM.

Se utilizează un tranzistor cu efect de câmp și un generator de armonici ce acoperă banda de unde scurte. Aceste armonici sunt, bineînțeles, utilizate în calibrarea în primul rând a receptoarelor de trafic dar și a oricăror alte aparate.

Stabilitatea frecvenței este excelentă, în funcție de variațiile de temperatură și chiar de tensiune de alimentare.

După cum se observă din schema electrică, alimentarea montajului se face cu o tensiune de 9V provenită de la o baterie sau dintr-un alimentator.

Schema electrică arată că un cristal de cuarț este conectat într-un circuit oscilator de tip Colpitts cu un tranzistor cu efect de câmp în montaj cu drenă comună. Poarta acestui tranzistor prezintă o impedanță valoric foarte ridicată, iar cristalul de cuarț care este montat între drenă și poartă se comportă ca un circuit rezonant paralel. Rezistorul R1 limitează curentul prin tranzistor la pornirea montajului.

În momentul apariției oscilațiilor, curentul de drenă scade brusc fiindcă circuitul se autopolarizează, prezentând un maxim de eficacitate și tranzistorul oscilează perfect producând foarte puține armonici.

Semnalul produs de oscilator este preluat din sursă prin condensatorul C4 și aplicat diodei D1 și tranzistorului T2, care împreună formează un circuit limitator și generator de armonici.

La ieșirea tranzistorului T2, unde alternanța negativă este suprimată, se găsește un semnal foarte bogat în armonici. Cu o alimentare de 9V a montajului, nivelul semnalului la ieșirea lui T2 este de aproximativ 3V vârf la vârf.

Realizarea practică a montajului impune ca legăturile, firele de conexiune să fie cât mai scurte deci să nu apară capacități parazite importante ce ar atenua simțitor nivelul armonicilor superioare.

Condensatorul C2 va fi plasat în afara montajului și conectat direct la bornele lui L1.

Șocul de radiofrecvență L1 va fi în așa mod plasat ca să se poată ușor interveni la miezul de ferită. De reținut că reglajul miezului bobinei L1 trebuie să se facă cu o șurubelniță nemetalică.

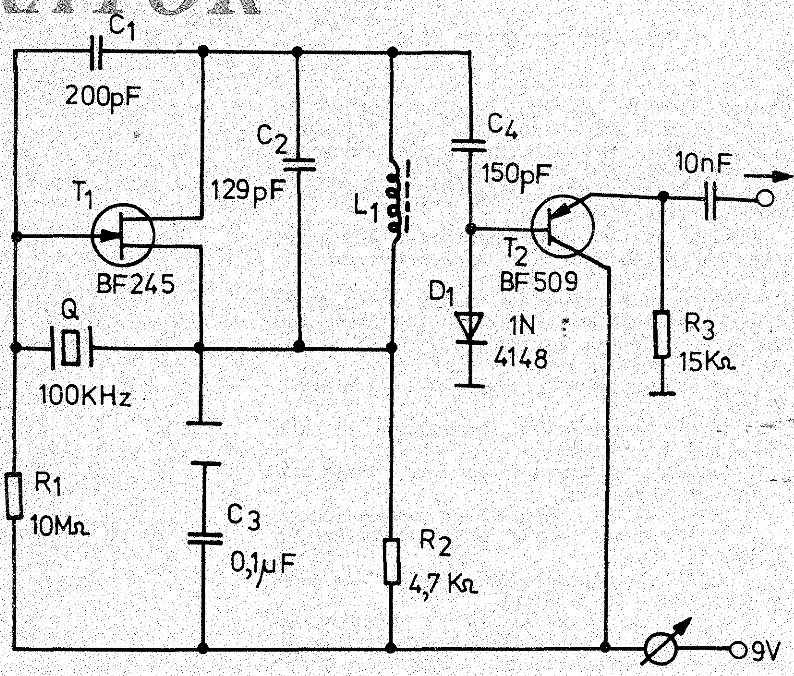
La pornirea montajului se conectează în serie cu bateria un microampermetru pe scala 500 microamperi, sau în lipsa acestuia un instrument pe scala 1mA.

Dacă la pornire aparatul funcționează normal, instrumentul va indica un consum de 300—350 μA. Se reglează miezul din L1 și brusc consumul va crește, la 450 μA, ceea ce indică intrarea tranzistorului T2 în oscilație. Se continuă introducerea miezului în bobină până consumul scade la 350 μA și cu aceasta reglajul este terminat.

Bobina L1 este de fapt o bobină de oscilator sau de modulator de UL din aparatele de radiorecepție.

BIBLIOGRAFIE:

Popular Electronics



ZGOMOTUL ÎN LANȚUL DE TRANSMISIE TV PRIN CABLU

(URMARE DIN PAG. 2)

Ca exemplu tipic se poate lua cazul unui lanț de transmisie, utilizând amplificatoare cu amplificarea 20 dB, factor de zgomot F = 6 dB, nivel de intrare 3 mV și nivel de ieșire, maximum admis 30 mV. Pentru acest caz, pe nomograma din fig. 3 se ridică perpendiculara din valoarea semnalului de intrare, 3 mV, până ce intersectează linia corespunzătoare raportului semnal-zgomot dorit în lanț (în acest caz 46 dB). Din punctul de intersecție, „a", se duce o linie orizontală până ce intersectează linia corespunzătoare factorului de zgomot al amplificatoarelor (în exemplu, 6 dB), punctul „b".

Prin coborârea unei perpendiculare din „b", se obține pe linia „n" numărul maxim de tronsoane ale lanțului, în acest caz n = 30.

De aici se poate deduce ușor lungimea maximă a lanțului, funcție de cablul utilizat. Folosind un cablu de calitate cu atenuarea maximă de 10 dB/100 m, rezultă câte 200 m cablu/tronson, deci o lungime a lanțului de circa 6 km.

Din nomogramă rezultă că, folosind amplificatoare mai bune (cu factor de zgomot F = 4 dB), numărul de tronsoane poate atinge valoarea de 90, deci lungimea lanțului poate fi extinsă la circa 18 km.

Utilizând amplificatoare mai ieftine, însă cu zgomot mai mare, de exemplu F = 10 dB, numărul de tronsoane va fi de ordinul a 15, deci și lungimea lanțului se va reduce la 3 km.

Tot din nomogramă se remarcă faptul că, renunțând la calitatea imaginii și acceptând un raport semnal-zgomot de 40 dB, numărul maxim de tronsoane realizat cu amplificatoare uzuale (F = 6 dB) crește de la 30 la circa 120, având drept consecință lungirea lanțului la circa 24 km.

Prin utilizarea nomogramei, se pot face aprecieri, atât cantitative cât și calitative, asupra elementelor lanțului de transmisie TV, ea putând deveni un ghid de dimensionare a sa.

Astfel, plecând de exemplu de la o necesitate concretă de a acoperi o anumită distanță cu un lanț TV, se pot determina ce parametri trebuie să aibă elementele cablului și în special amplificatoarele utilizate (se determină F și U semnal intrare minim).

AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE DE PUTERE ÎN AUDIOFRECVENȚĂ

ing. AURELIAN MATEESCU

În ultimii ani s-au depus eforturi intense pentru obținerea unor amplificatoare operaționale capabile să satisfacă gama mare de cerințe din domeniul acționărilor electrice diverse (montaje speciale, robotică, etc) al videofrecvenței și pentru construcția unor amplificatoare audio de putere, cu caracteristici foarte bune. S-a ajuns la obținerea unor tensiuni de alimentare de peste 300 V, curenți de peste 30 A furnizați la ieșire în regim continuu, la puteri disipate de 500W/capsulă.

Tehnologia de fabricație, indiferent de tipul ei, asigură obținerea unor parametri ridicați și un grad mare de repetabilitate al parametrilor.

În cele ce urmează, vom prezenta sumar parametrii tehnici ai AO. de putere produse de firma americană APEX MICROTEHNOLOGY CORP. Au fost incluse în prezentare numai produsele recomandate de firmă ca utilizabile în audiofrecvență, cu rezultate foarte bune (tabelul nr. 1). În tabel sunt cuprinse și echivalențele cu produsele similare ale altor firme.

Condiții generale de utilizare (vor fi luate în vedere atunci când vor fi utilizate aceste tipuri de AO.):

1. Se vor lua măsurile necesare de protecție contra descărcărilor electrostatice atunci când AO. este echipat cu tranzistoare MOSFET, în etajul de intrare sau etajul final.

2. La încercarea prototipurilor se vor lua următoarele precauții:

— utilizarea tensiunilor de alimentare minime prevăzute de catalog;

— limitările de curent se vor fixa la valori minime ale curentului;

— se vor utiliza radiatoare supradimensionate;

— se vor evita conectările și decontările sub tensiune;

— nu se vor depăși valorile maxime ale parametrilor, sub nici o formă;

— sursele de alimentare vor fi decuplate cu condensatoare ceramice disc de 0,1—0,22 nF și condensatoare electrolitice, preferabil cu tantal, cu capacitatea de minimum 10 μF/1A curent de ieșire;

— protecția la supratensiuni tranzitorii se efectuează asupra liniei de alimentare în curent alternativ ca și pe liniile de alimentare în curent continuu.

Pentru protecția în curent alternativ se utilizează varistoare din oxizi metalici, notate curent în scheme cu inițialele MOV (metal oxide varistor) sau elemente bipolare TRANSZORB care acționează ca o diodă Zener foarte rapidă.

Pe liniile de alimentare în curent continuu se întâlnesc două situații diferite:

— pot apărea impulsuri de energie mică, cu viteza de creștere în timp scăzută pentru care protecția se poate realiza eficace cu diode Zener obișnuite respectându-se condiția:

$Ua < V_{ZENER} < U_{MAX\ (OPAMP)}$

— sau pot apărea impulsuri tranzitorii rapide, de energie mare (sau în cicluri de durată) în care protecția efectivă se realizează cu elemente bipolare TRANSZORB (General Semiconductor Industries).

În condițiile utilizării în audiofrecvență, pe sarcini inductoare și capacitive relativ mici, se vor utiliza diode Zener obișnuite pe liniile de alimentare în curent continuu.

Celelalte elemente de protecție se vor utiliza în măsura în care se dispune de ele.

Limitarea curentului este una din posibilitățile ce permit utilizatorului să proiecteze funcționarea montajului în condiții de siguranță. Fabricantul a prevăzut posibilitatea limitării externe a curentului de ieșire cu ajutorul a două rezistențe, câte una pe fiecare ramură de alimentare. Funcționarea fără a avea montate aceste rezistențe de limitare poate produce defectarea A.O. în special la funcționarea cu sarcini inductive. De asemenea valorile rezistențelor se calculează pentru a se menține curentul sub limita maximă indicată în catalog.

Calculul rezistențelor de limitare a curentului R_{CL}.

Pentru a se obține un maximum de fiabilitate, valorile rezistențelor se vor stabili cât mai mari posibil:

$$R_{CL}\ (\text{în}\ \Omega) = \frac{0{,}65}{I_{LIM}\ (A)} - 0{,}01$$

unde valoarea de 0,01 reprezintă rezistența liniilor și a conductoarelor de legătură.

Deoarece curentul de ieșire „curge" prin aceste rezistențe se va calcula și puterea disipată de aceste rezistențe.

P_{RCL} (în W) = 0,65 $\cdot I_{LIM}$

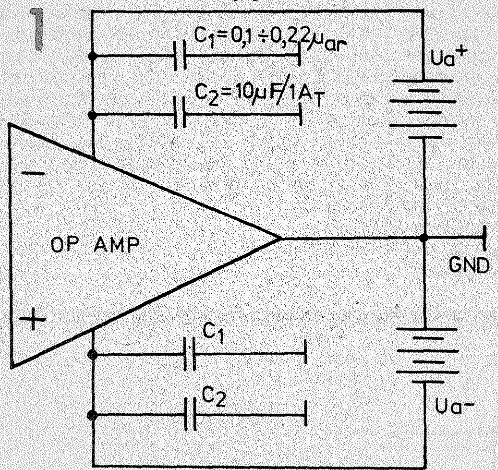
În cele două relații I_{LIM} este valoarea limită a curentului dorit, în funcție de aplicație. Cele două rezistențe, R_{CL+} și R_{CL-}, vor avea obligatoriu valori egale.

Desigur nu vom detalia toate aspectele care intervin în funcționarea A.O. de putere.

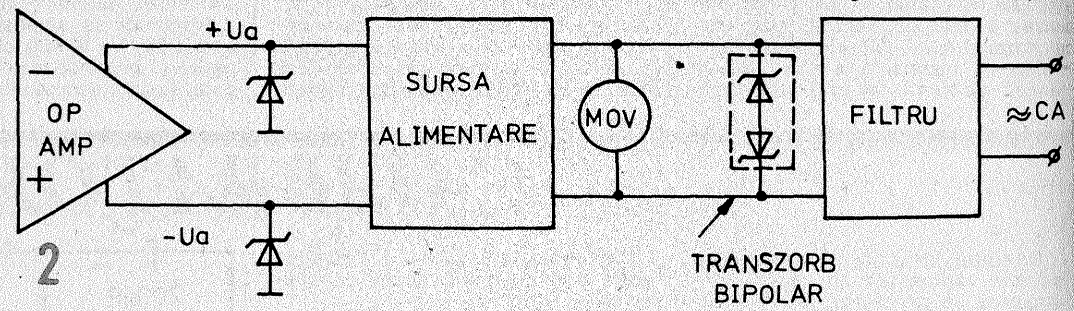
Vom aminti un lucru deosebit de important pentru produsele firmei APEX: A.O. de putere sunt izolate față de capsulă astfel că circuitul se montează pe radiator fără nici un fel de izolație! Utilizarea de garnituri și bucșe izolatoare conduce la ambalare termică rapidă la sarcini mari și defectarea circuitului. Se va utiliza doar vaselină siliconică.

Indiferent de tipul capsulei: TO3 cu 8 pini, PD 10 sau PD 12, cu 10 și respectiv 12 pini, în radiator nu se vor executa decupări mari prin care să treacă toți pinii. Se vor da găuri individuale pen-

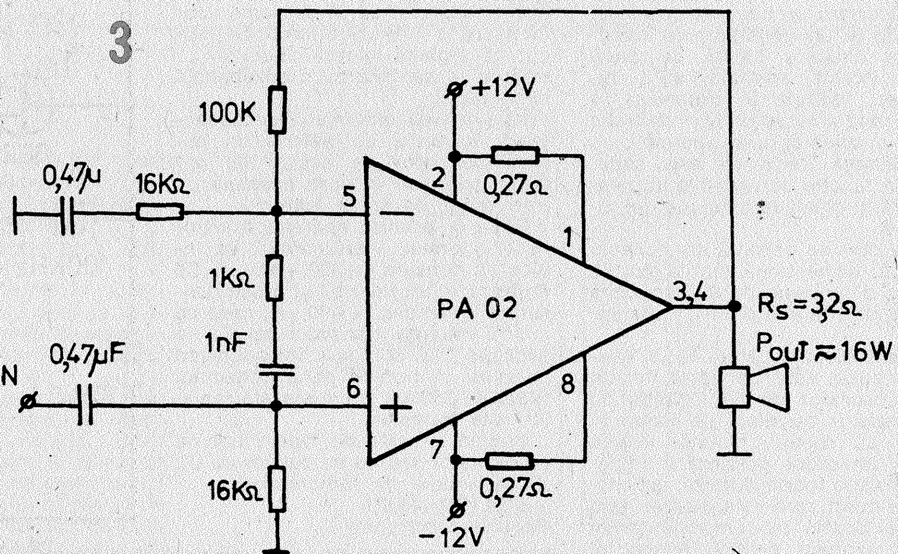
1



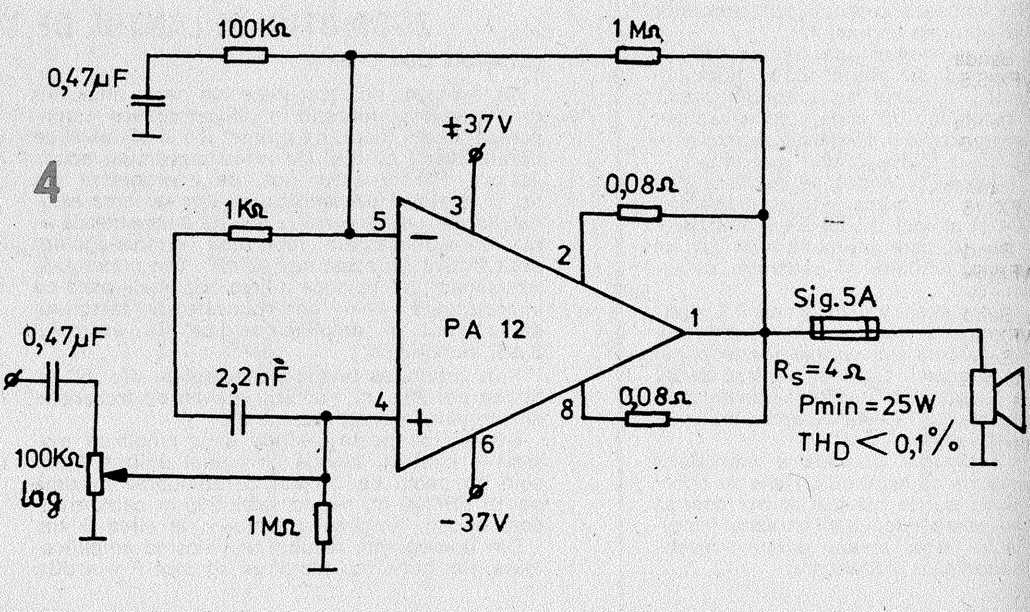
2



3



4



tru fiecare pin pentru a nu se înrăutăți regimul termic al circuitului.

În figurile 3—6 sunt prezentate câteva aplicații de audiofrecvență executate cu A.O. de putere produse de APEX.

Menționăm că toate aceste scheme se încadrează în normele Hi-Fi.

Schema prezentată în figura 6 reprezintă o modalitate lesnicioasă de a dubla puterea de ieșire prin funcționarea în punte.

Sursa de alimentare utilizată numai în proporție de 50%, în cazul montajului cu un singur A.O., este utilizată integral pe ambele ramuri la fiecare semiperioadă, astfel că se obține dublarea puterii de ieșire fără creșterea tensiunii de alimentare.

În mod curent se utilizează conectarea în paralel a A.O. pentru a se obține creșterea curentului sau a puterii de ieșire.

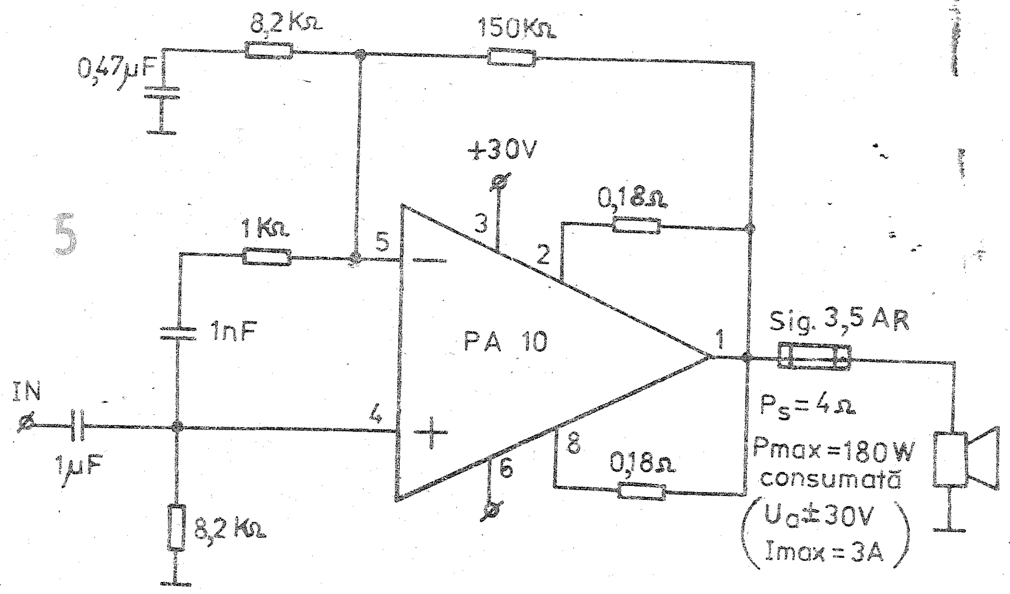
Datorită impedanței de ieșire scăzute, A.O. de putere nu pot fi conectate în paralel fără modificări de circuit.

Figura 7 ilustrează o metodă de a obține acest deziderat, cele două A.O. lucrând în regim „MASTER SLAVE".

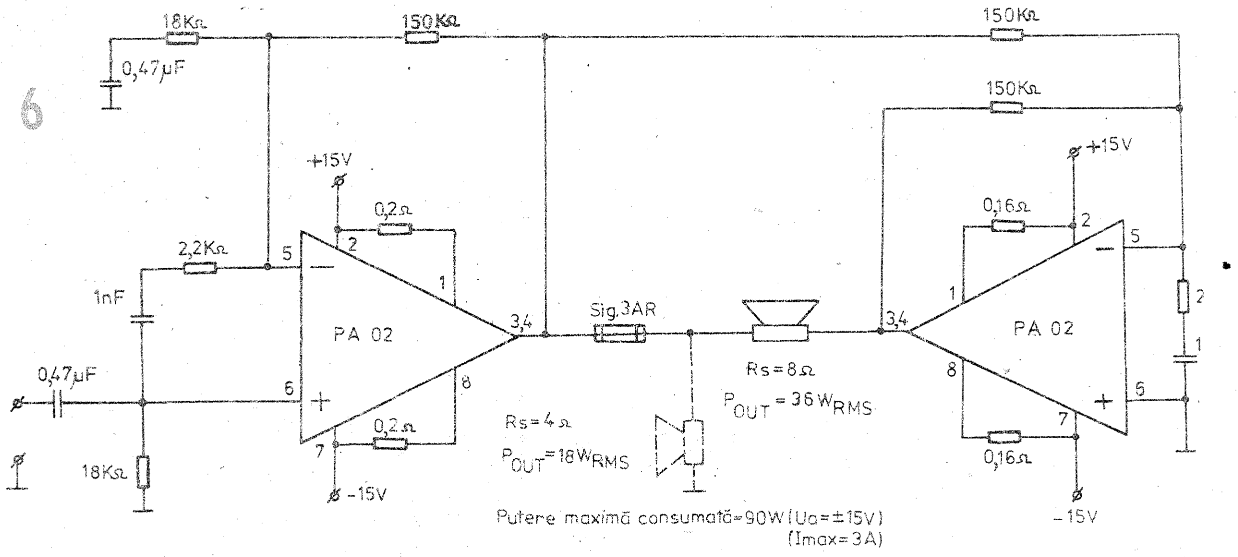
A.O. „MASTER" are inclusă în bucla de reacție negativă o rezistență de sens având valoare mică.

A.O. „SLAVE" este conectat ca un buffer cu câștig unitar, astfel că tensiunile de ieșire a celor

5



6



NOTĂ:
1. Circuitul este izolat față de carcasa capsulei: capsula se montează fără izolație pe radiator.
2. La circuitele echipate cu tranzistoare MOSFET se vor respecta precauțiile de manipulare ale dispozitivelor sensibile la încărcarea statică.
3. Valoarea tensiunii de alimentare de pe col. 4 se referă la valoarea pe o singură ramură.

două A.O. sunt egale. Dacă rezistențele de sens R_s, conectate către sarcină, au valori egale, amplificatoarele își împart curentul în mod egal. Se pot conecta mai multe A.O. „SLAVE" după dorință.

În alegerea rezistențelor de sens intervin doi factori:

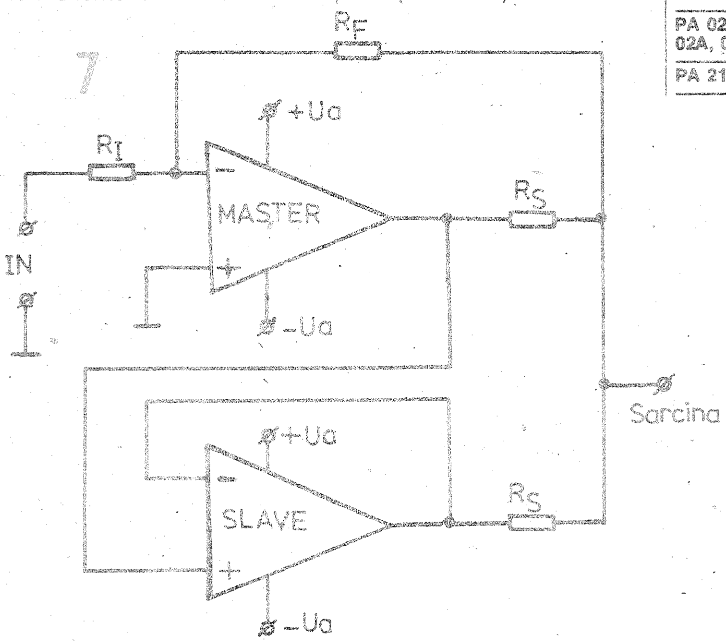
— curentul de la ieșire nu produce o cădere de tensiune, pe R_s, ceea ce solicită mărirea valorii tensiunii de alimentare;

— tensiunea de offset a A.O. „SLAVE" apare pe suma celor două rezistențe de sens R_s. Astfel, un curent de mică valoare va circula strict între cele două amplificatoare, conducând la o pierdere de putere.

Atunci când se utilizează această tehnică, se recomandă ca intrările să fie limitate astfel ca să se ajungă la max. 50% din valoarea tipică a vitezei de creștere a A.O. (slew rate).

Aceasta previne posibilitatea circulației de curenți mari între cele două A.O. pe timpul impulsurilor tranzitorii rapide, dacă cele două A.O. au valori diferite ale vitezei de creștere (slew rate).

7



MODEL	Pd. max. [W]	I_{OUT} [A]	Ua max/min [V]	SLEW RATE [V/s]	PUTERE AUDIO max. [W]
PA 03	500	30	15/75	8	1 000
PA 03A	500	30	15/75	8	1 000
PA 04	200	20	15/100	50	400
PA 04A	200	20	15/100	50	400
PA 77	150	20	10/45	30	300
PA 77A	150	20	10/45	30	300
PA 12 112Q	125	10	10/45	4	120
PA 12A	125	15	10/50	4	120
PA 07, 07A, 07M	67	5	12/50	5	60
PA 10, 10A, 10M	67	5	10/45	5	60
PA 73, 73Q, 73M	67	5	10/30	2,6	50
PA 01	67	5	10/28	2,6	50
PA 02, 02Q 02A, 02M	48	5	7/19	20	30
PA 21, 21A	36	2,5/3	2,5/20	1,2	2x30/60

PA 03	intrare FET, capsulă PD12/60C, 12 pini, Ilim = 35 A
PA 03A	idem
PA 04	intrare ieșire tr. MOSFET, capsulă PD12/60s
PA 04A	idem
PA 77	caps. PD 10/60s, etaj final echipat cu tr. MOSFET
PA 77 A	idem
PA 12 112Q	echivalent cu: OPA 512 (BB) 1468 (Teledyne)
PA 12A	etaj final AB, 250 W sinus
PA 07, 07A, 07M	etaj final cl. AB, intrare FET
PA 10, 14A, 10M	ech. cu OPA 511, OPA512 (BB), etaj final cl. AB
PA 73, 73Q, 73M	ech. 3573 (BB) etaj final C
PA 01	ech. OPA 511AM (BB) liniaritate excelentă
PA 02, 02Q, 02A, 02M	ech. LH0101 (Național) dist. reduse, intrare FET
PA 21, 21A	AO dual, 60W în punte, distorsiuni reduse, compensare internă a ieșirii.

CEAS TRANSLAT

ing. RISTEA ION — Brăila

Schema electrică propusă are la bază demultiplexarea codului logic furnizat de CIP-ul unui ceas de mână, realizând astfel translarea de la afişajul LCD la afişajul cu LED-uri.

Acest procedeu are avantajul că elimină pâlpâirea supărătoare a cifrelor ce apare în cazul translării directe. Spre deosebire de schema publicată în TEHNIUM nr. 1/1989, aici nu mai este necesară modificarea afişajelor.

DESCRIEREA FUNCŢIONĂRII

1. Ceasul este alimentat independent de la orice baterie de 1,5 V, iar ieşirile de „DATA" şi „MOD" sunt scoase la distanţă cu cablu ecranat şi protejate cu condensatorii de 100 nF.

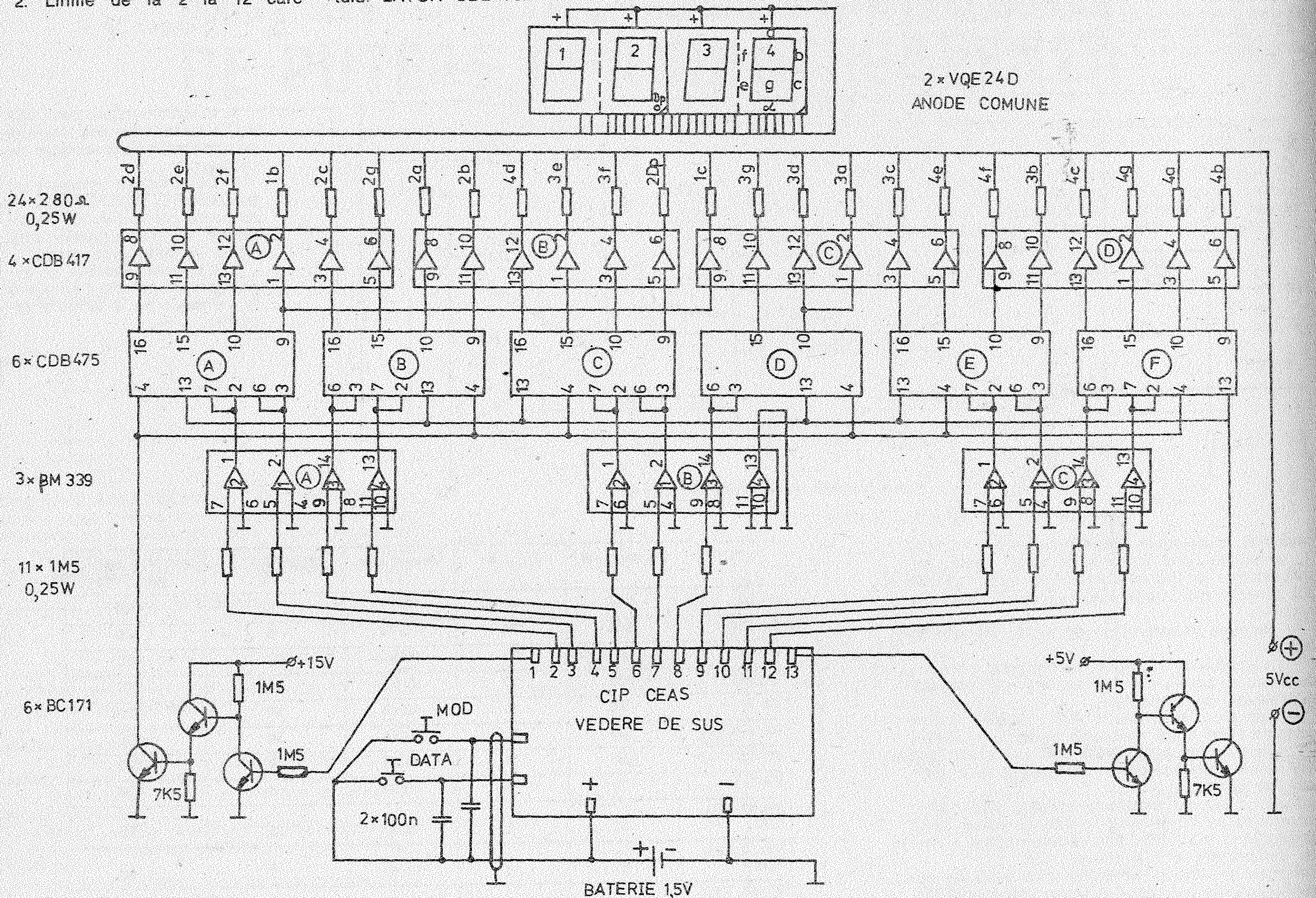
2. Liniile de la 2 la 12 care definesc segmentele cifrelor sunt aplicate prin intermediul rezistenţelor de 1,5 MΩ către comparatorii β M339. La ieşirea acestora vom avea un cod de semnale TTL pe care îl aplicăm la intrările DATE ale circuitului LATCH CDB475.

3. Liniile 1 şi 13 furnizează semnale care sunt în concordanţă cu „ANOZII" afişajului LCD. Acestea sunt amplificate de câte un grup de trei tranzistoare cuplate galvanic, ce asigură la ieşirea lor semnale TTL pe care le vom aplica intrărilor de „ZĂVOR" ale circuitului LATCH CDB475. La ieşirea acestuia vom avea acum fiecare segment al afişajului cu LED-uri, obţinut prin memorarea formei semnalului fiecărui segment faţă de un anod şi faţă de celălalt.

4. În continuare „BUFFERELE" cu colector în gol CDB417 asigură ieşirea de putere (max. 15V/40 mA) pentru afişajul cu LED-uri VQE 24—D.

5. La dispariţia tensiunii din reţea, deci a alimentării cu 5Vcc, ceasul va continua să funcţioneze din alimentarea cu bateria proprie de 1,5V.

6. Toate legăturile cu CIP-ul sunt realizate prin intermediul unor rezistenţe de 1,5 MΩ pentru a nu influenţa funcţionarea ceasului prin consumul exterior.



Amplificator FIF-UIF

ing. BARBU POPESCU

Amplificatorul de antenă, prezentat în continuare, se distinge prin simplitate constructivă, performanţe ridicate şi nu în ultimul rând prin folosirea unui singur cablu de coborâre.

Amplificatorul este compus din două amplificatoare distincte, unul pentru banda III (FIF) şi unul pentru benzile IV şi V (UIF), conectate la cablul de coborâre prin intermediul unui sumator (diplexer).

Amplificatorul destinat domeniului FIF conţine la intrare circuitul L1,C2 acordat pe mijlocul benzii III (FIF) sau, în funcţie de necesităţi, pe unul din canalele 6—12.

Etajele de amplificare, realizate cu tranzistoarele T1 şi T2, sunt simple şi nu prezintă particularităţi deosebite.

În scopul realizării unui factor de zgomot minim, se recomandă ca valorile rezistenţelor R1 şi R3 să fie astfel alese, în limitele 39÷56 kΩ, încât, curentul de colector al tranzistorului T1 să fie de 4÷4,5 mA, iar al tranzistorului T2 de 5÷6 mA; acelaşi lucru este valabil şi în cazul amplificatorului de UIF.

La ieşirea amplificatorului este conectat filtrul „trece-jos" L2,C6,L3.

Alimentarea se face cu 9÷12V, prin intermediul şocului de radiofrecvenţă S1, prin cablul coaxial.

Amplificatorul destinat domeniului UIF are o structură identică, cu excepţia filtrelor „trece-sus" C9,L4,C10 şi C12,L5,C13 conectate la intrarea, respectiv la ieşirea amplificatorului.

Performanţele obţinute sunt notate mai jos.

a) Amplificatorul destinat benzii III (FIF):

— amplificare: ≥25 dB;

— factor de zgomot: ≤6 dB.

b) Amplificatorul destinat domeniului UIF:

— amplificare: ≥ 20 dB;

— factor de zgomot: ≤7 dB (în banda IV, UIF).

Amplificatorul este realizat (fig. 2) într-o cutie de tablă cositorită, cu dimensiunea de 70 x 50 x 20 mm, cu înălţimea pereţilor de cca 19 mm. La intrare şi la ieşire se vor folosi treceri în sticlă. Rezistenţele folosite sunt de 0,25 W, iar condensatoarele sunt ceramice disc.

Performanţele se pot îmbunătăţi sensibil folosind în locul tranzistoarelor T1 şi T3 tranzistoare de tipul BFY 90.

Se poate realiza şi varianta cu tranzistoare „pnp" 2N4957, cu modificarea corespunzătoare a polarităţii sursei de alimentare.

În încheiere, propun o metodă simplă de a sorta tranzistoarele de înaltă frecvenţă (BFY 90, de exemplu) cu ajutorul... ohm-metrului.

Astfel, tranzistoarele care au rezistenţa inversă bază-emitor mai mică au în general o frecvenţă de tăiere f_T mai ridicată.

Tranzistoarele cu f_T mai ridicată vor fi folosite în primele etaje de amplificare; unele exemplare de BFY 90 ating R_{BE} 150 kΩ sau chiar 120 kΩ, ceea ce corespunde unei frecvenţe de tăiere f_T de peste 2 GHz.

Datele bobinelor:

L_1 = 5 spire CuEm Ø0,3 pe dorn Ø3

L_2 = 4 spire CuEm Ø0,3 pe dorn Ø3

L_4 = 3 spire CuSn Ø0,5 pe dorn Ø3

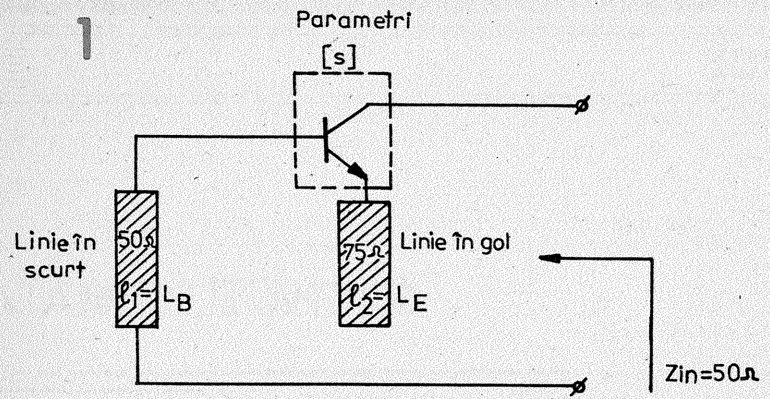
L_5 = 3 spire CuEm Ø0,5 pe dorn Ø3

S_1 S_2 = 15÷ 20 spire CuEm 0,15 pe ferită Ø1,5 mm.

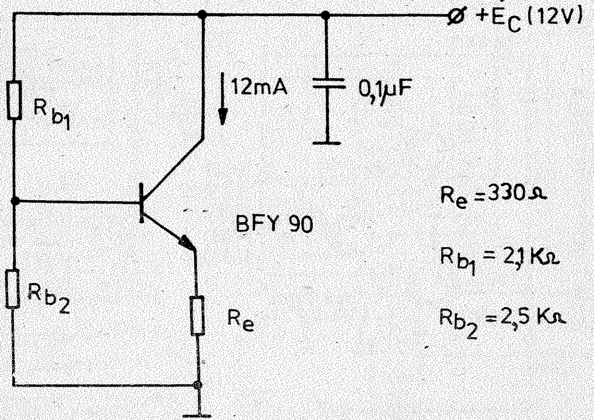
OSCILATOR 0,9 GHz ÎN TEHNICA MICRO-STRIP

sing. FLORIN BUJOAICA Y03-2001/BU

1



2



Pentru proiectarea oscilatorului, se pleacă de la parametrii S ai tranzistoarelor bipolare. Topologia inițială constă într-o linie de 50 ohmi scurtcircuitată și dintr-o linie de 75 ohmi în gol, conectate la bază, respectiv la emitor (fig. 1).

Lungimile liniilor se determină cu ajutorul diagramei circulare, în prealabil efectuându-se o transformare a parametrilor S în parametrii Y. Condiția de bază este:

$$\frac{B}{Y_o} = \mathrm{tg}\,\theta = 3{,}5 \text{ și } \theta = \beta \cdot \rho$$

Pe diagramă rezultă $\theta = 74{,}1°$

După denormare, lungimile liniilor sunt:

$L_B = 2{,}22$ cm; $L_E = 5{,}58$ cm.

Lățimea liniilor se determină plecând de la impedanța liniei plate, având în vedere și calitatea materialului suport:

$$Z_c = \frac{337}{\sqrt{\epsilon}} \cdot \frac{h}{s} \cdot \frac{1}{1 + 1{,}735 \cdot E_r^{-0{,}0724} \cdot \left(\frac{s}{h}\right)^{-0{,}836}}$$

Pentru suport de tip sticlotextolit, de 4 mm grosime, rezultă pentru cele două impedanțe:

$S_{50} = 4{,}53$ mm; $S_{75} = 2{,}87$ mm.

Pentru adaptarea ieșirii oscilatorului se folosesc parametrii de ieșire. Rezultă pentru o impedanță de ieșire impusă la 50 ohmi o linie de transmisie în gol conectată la 7,73 cm de ieșirea oscilatorului. Lungimea acestei linii va fi de 5,08 cm.

Schema de curent continuu este dictată de alegerea punctului de funcționare. Pentru un curent de colector de 12 mA și factor de amplificare 70, avem schema din figura 2.

Dispunerea liniilor pe placa de bază este prezentată în figura 3.

De menționat este faptul că legătura între traseele de masă de pe ambele fețe ale plăcii este indicat să fie cât mai deasă.

Componentele ce participă la polarizare se aplică pe partea inactivă, iar celelalte se montează pe linii, având legăturile cât mai scurte.

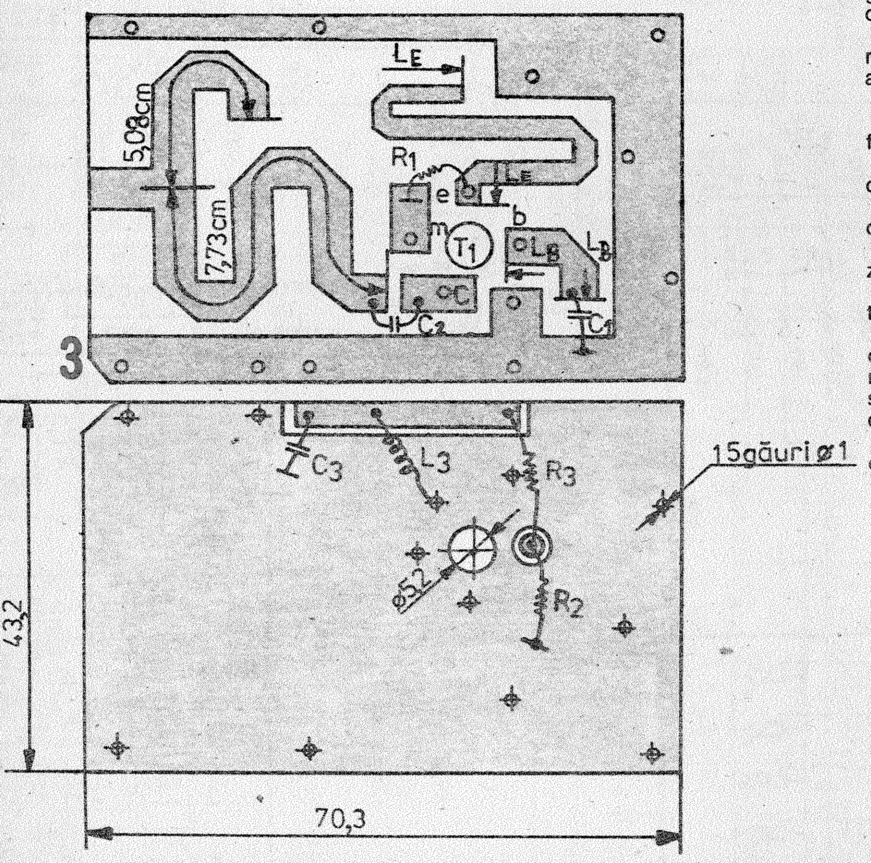
Tranzistorul de tip BFY 90 va fi montat într-o gaură dată în placa de bază, capsula lipindu-se de traseul de masă.

Realizarea traseelor implică utilizarea unor tehnologii ce asigură o precizie suficientă la trasare (metoda fotografică).

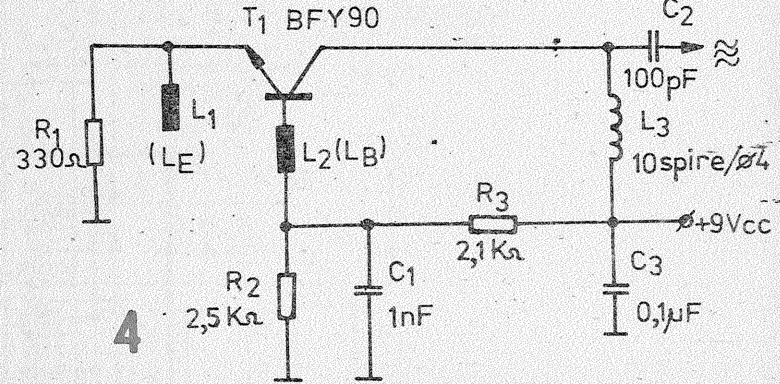
Variația frecvenței este funcție de temperatură și de tensiunea de alimentare (mică).

Se poate introduce și o modulație în frecvență, injectând un semnal modulator, prin intermediul unui condensator, în baza tranzistorului. Verificarea funcționării se face măsurând tensiunile de polarizare și prin aplicarea sondei unui frecvențmetru sau osciloscop cu eșantionare în apropierea liniei de ieșire.

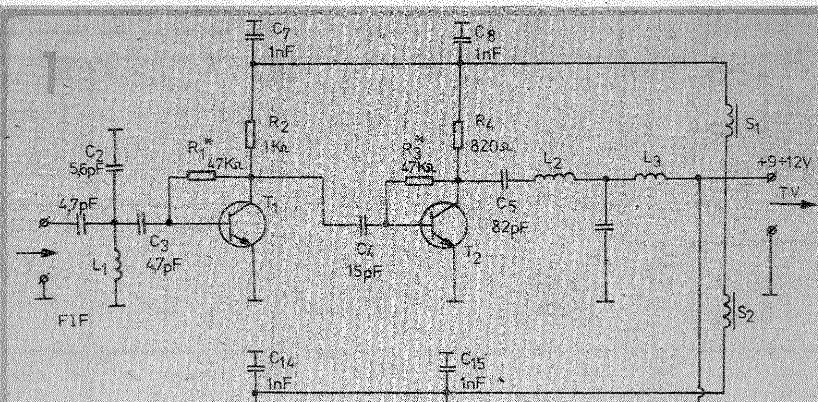
Se poate aplica și metoda liniilor de transmisie, utilizând un măsurător de câmp pentru determinarea distribuției de-a lungul liniei.



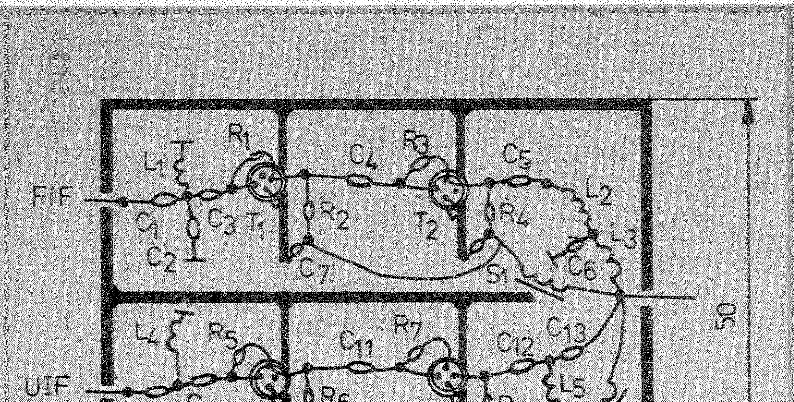
3



4

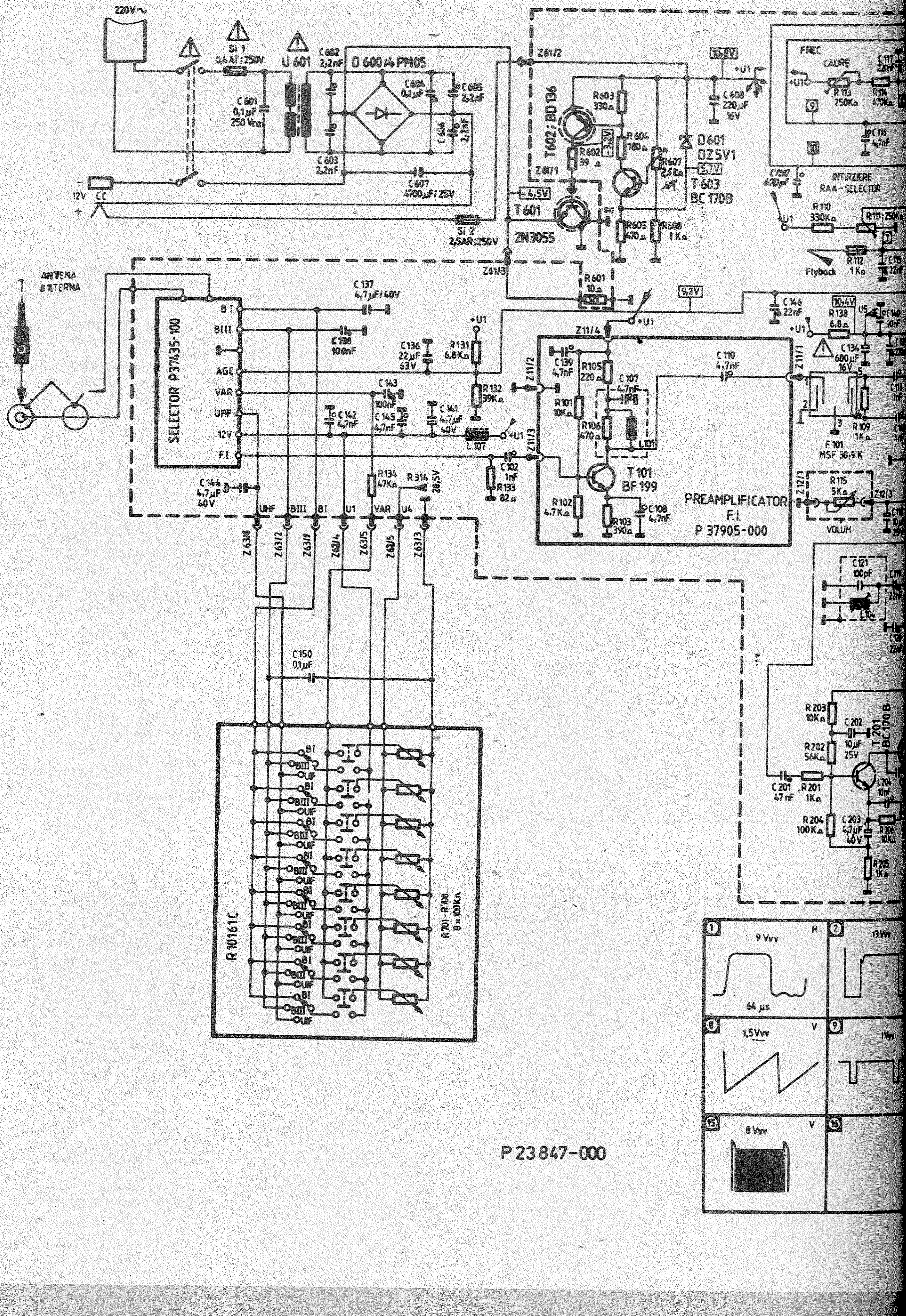


1

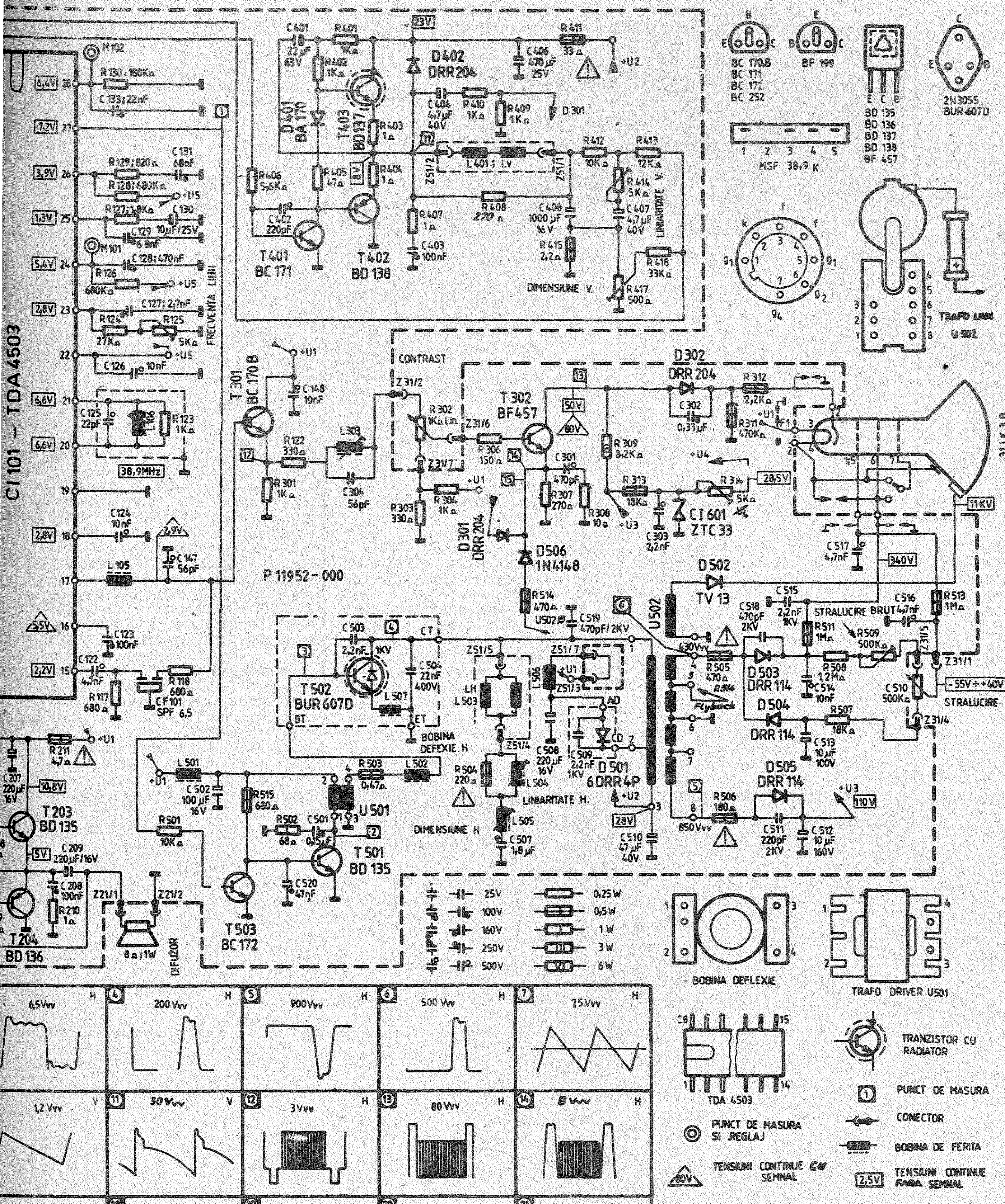


2

SCHEMA ELECTRICA A



...LEVIZORULUI SPORT 213



COMPONENTELE MARCATE CU SIMBOLUL ⚠ POT FI INLOCUITE NUMAI CU COMPONENTE SIMILARE SPECIFICATE IN DOCUMENTATIE. INTREPRINDEREA ELECTRONICA ISI REZERVA DREPTUL DE A FACE MODIFICARI IN SCHEMA DE PRINCIPIU SI LISTA DE PIESE

AX 1567 04.04.1989

RECEPTORUL DE TELEVIZIUNE SPORT 213 (I)

Televizorul portabil SPORT 213 este echipat cu un singur circuit integrat (multifuncțional) TDA 4503 și 21 de tranzistoare (dintre care 5 în selector). Se neglijează cel de-al doilea circuit integrat CI 601 (ZTC 33) care are rol de diodă Zener termocompensată.

Particularitatea acestui televizor o constituie prezența CI TDA 4503 care realizează practic toate funcțiile de semnal mic din televizor (cu excepția tunerului — selector, preamplificator F.I.)

ALIMENTAREA CU TENSIUNE CONTINUĂ

Alimentarea cu tensiune a receptorului T.V. se face de la rețea (220V, c.a.) sau de la bateria de acumulatori a autoturismului (12V, c.c.).

În ambele situații se obține, în final, o tensiune continuă stabilizată (+U1, de 10,8V) ca și la celelalte receptoare de televiziune din familia Sport.

Televizorul este prevăzut cu un transformator de rețea coborâtor de tensiune (U601). La valoarea nominală a tensiunii de rețea, se obține, în secundarul acestuia, o tensiune alternativă de 15V (în sarcină). Condensatoarele C601, C604 (100 nF, fiecare), care șuntează primarul și respectiv secundarul transformatorului au rolul de a reduce perturbațiile introduse în rețea.

Tensiunea alternativă din secundar este redresată bialternanță cu puntea D600 (3PM05) și filtrată cu capacitatea C607 (4700 μF/25V). În paralel pe diodele punții s-au montat condensatoarele C602, C603, (2,2nF).

Se obține, astfel, o tensiune continuă (redresată bialternanță) care încarcă condensatorul C607.

Dacă alimentarea televizorului se face de la acumulatorul de 12 V, această tensiune continuă se aplică tot la bornele condensatorului C607.

Protecția televizorului la scurtcircuit se asigură cu două siguranțe Si1 (0,4 AT) și Si2 (2,5 AR). Siguranța Si1 este temporizată pentru a permite trecerea unui curent mult mai mare decât cel nominal pentru scurt timp, necesar încărcării condensatorului C607, la pornire.

Această tensiune continuă (obținută din rețea sau de la acumulator) se stabilizează la o valoare de +10,8 V cu ajutorul unui stabilizator serie. Stabilizarea la această valoare se realizează atât la variațiile tensiunii de alimentare, cât și la variația consumului televizorului (în limitele prevăzute).

Domeniul de stabilizare este garantat la o variație de ±10% a tensiunii de rețea (deci, între 198—242 Vef.).

Stabilizatorul serie este echipat cu trei tranzistoare cu siciliu (T601, T602, T603), fiind de tipul cu amplificator de eroare, având o configurație similară cu cel din celelalte televizoare de tip SPORT.

Funcționarea sa este următoarea: tranzistorul amplificator de eroare (T603) primește în emitor prin dioda Zener D601 (5,1 V) variațiile tensiunii de ieșire. Emitorul acestui tranzistor are potențialul de la ieșirea stabilizatorului (U1 10,8 V) redus cu tensiunea de pe dioda Zener (U_{D601} = 5,1 V) deci + 5,7 V.

Baza tranzistorului amplificator de eroare este polarizată printr-un divizor rezistiv (R607, R607) tot de la tensiunea de ieșire. Deci, emitorul tranzistorului primește întreaga variație a tensiunii de ieșire, iar baza doar o parte din aceasta (determinată de poziția cursorului lui R607).

Să considerăm că tensiunea de ieșire +U1 are o ușoară tendință de creștere. Aceasta se va transmite prin D601 la emitor, a cărui tensiune va crește cu aceeași valoare (pe D601 tensiunea va fi tot timpul constantă). Potențialul bazei lui T603 va crește și el dar doar cu o parte din creșterea potențialului de ieșire (determinată de divizor). Deci potențialul emitorului va crește mai mult decât cel al bazei, tensiunea de deschidere a lui T603 (U_{BE}) va scădea, ceea ce va determina o închidere mai pronunțată a tranzistorului. Curentul său de colector-emitor va scădea, deci și curentul prin rezistorul R604, R603 (neglijăm curentul de bază al lui T602, foarte mic). Acest lucru va determina o cădere de tensiune mai mică pe R603. Căderea de tensiune de pe această rezistență reprezintă tensiunea de comandă a tranzistorului T602 (U_{BE}). Va rezulta o închidere mai mare și a tranzistorului de comandă T602, al cărui curent colector-emitor se va micșora. Dar, curentul său de colector (prin R602) reprezintă curentul de bază al tranzistorului regulator serie T601. Prin scăderea lui se va produce o închidere mai mare a lui T601, ceea ce va determina o cădere mai mare de tensiune pe joncțiunea CE a acestuia (înseriată cu tensiunea de ieșire). Acest lucru va determina scăderea tensiunii de ieșire (U1) deci stabilizarea ei la valoarea prescrisă (de +10,8 V), ceea ce se și urmărea de fapt.

Dacă tensiunea de ieșire are tendința de scădere, mecanismul de stabilizare se va repeta (în sens invers) ducând la scăderea tensiunii pe joncțiunea CE_{T601}, deci la creșterea lui U1, determinând astfel stabilizarea acesteia.

Tensiunea de ieșire +U1 se reglează din semireglabilul R607.

Rezistența de putere R601, montată în paralel pe joncțiunea CE a lui T601, are dublu rol. Pe de o parte, la pornire, când tranzistorul serie este blocat, prin ea se asigură polarizarea amplificatorului de eroare, ceea ce asigură pornirea stabilizatorului (rezistența de start). Pe de altă parte, în funcționare preia o parte din curentul consumat de T.V. (o altă parte trece prin joncțiunea CE_{T601}) ușurând astfel condițiile de funcționare ale lui T601.

Tranzistorul de comandă (T602) și tranzistorul regulator serie (T601) sunt montate pe radiator și ele formează împreună un tranzistor compus, în configurație de dublet.

Tensiunea de ieșire +U1 este filtrată suplimentar cu C608 și alimentează mai multe etaje funcționale ale T.V.:

— divizorul rezistiv R131, R132 pentru stabilirea nivelului tensiunii de reglaj automat al amplificării (RAA sau AGC);

— selectorul de canale, prin șocul L107;

— tranzistorul preamplificator FI (T101), în colector, prin R105, L101;

— pinul 4 al C.I. TDA 4503 prin R110 și semireglabilul R111 pentru reglarea întârzierii R.A.A. selector;

— amplificatorul de audiofrecvență, prin R211;

— etajul preamplificator T301, în colector;

— un braț al punții potențiometrului de contrast R302, prin divizorul rezistiv R304, R303;

— filamentul tubului cinescop (pinii 3, 4);

— etajul preamplificator-formator T503 (prin L501 și R515) și prefinalul baleiajului linii (driverul) T501, în colector, prin L501 și primarul transformatorului driver (înfășurarea 1—2);

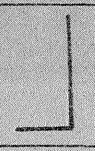
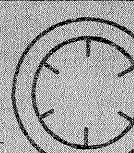
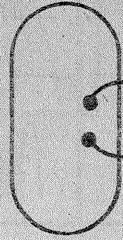
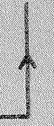
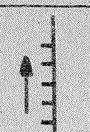
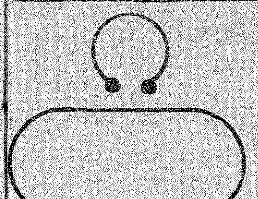
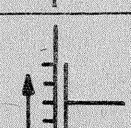
— tranzistorul final al baleiajului orizontal (T502) în colector, prin L506, D501 și înfășurarea 1—2 a primarului transformatorului de linii.

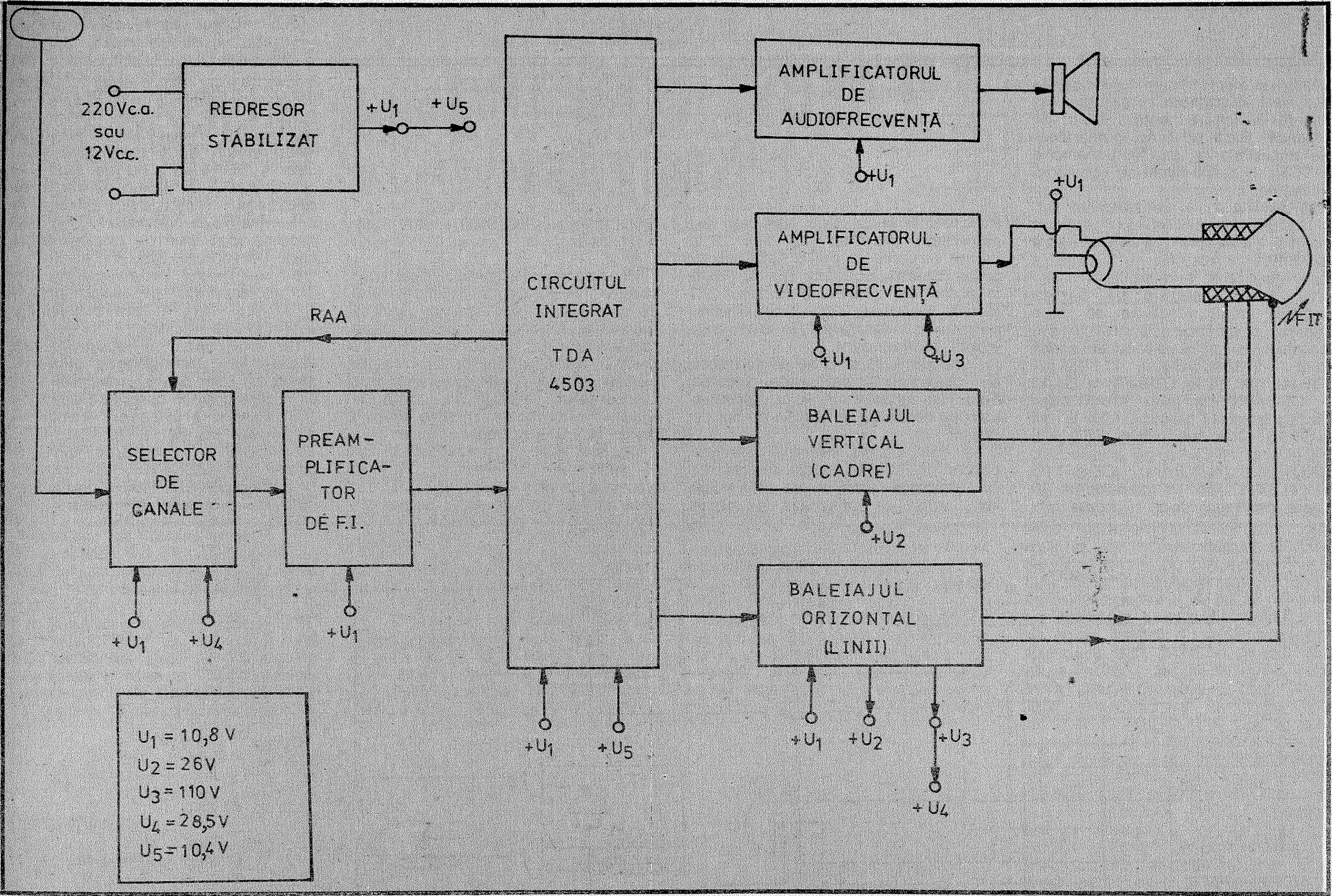
Tensiunea +U2 (26 V), care încarcă pe C510 (piciorul 3 al transformatorului de linii), se obține cu ajutorul diodei de recuperare serie D501. Această tensiune este necesară pentru alimentarea generatorului de baleiaj pe verticală, prin R411.

Tensiunea +U3 (110 V) ia naștere prin redresarea impulsurilor obținute la piciorul 8 al transformatorului de linii, cu dioda D505. Tensiunea se filtrează cu C512 și alimentează pe de o parte colectorul tranzistorului final video T302, prin R309. Pe de altă parte din +U3 se obține după R313, prin stabilizare cu C.I.601 (ZTC 33 sau TAA 550) o tensiune de +33 V, care se reduce cu semireglabilul R314 la valoarea de +28,5 V, obținându-se astfel +U4, necesară pentru asigurarea tensiunilor de comandă pentru diodele varicap din selectorul de canale. Tensiunea +U4 se aplică prin conectorul Z62/5 tasterului de unde după selectarea benzii dorite și reglarea va-

SEMNE CONVENȚIONALE

(URMARE DIN NR. TRECUT)

	Strat neemisiv pentru structură deschisă de undă întârziată		Structură închisă de undă întârziată, figurată împreună cu incinta
	Strat neemisiv pentru structură închisă de undă întârziată		Cavitate rezonantă făcând parte integrantă din tub
	Strat emisiv (săgeata indică sensul curentului)		
	Structură deschisă de undă întârziată (săgeata indică sensul de propagare a energiei)		Cavitate rezonantă parțial sau complet exterioară tubului
	Electrod unic de focalizare electrostatică de-a lungul unei structuri deschise de undă întârziată		



lorii acestei tensiuni cu semireglabilii R701 — R708 ajunge pe la conectorul Z63/5 și prin rezistența R134 la selectorul de canale.

Tensiunea +U5 (10,4 V) ia naștere din +U1 după căderea de tensiune pe R138 și se filtrează cu C134, C135, C140. Ea alimentează circuitul integrat TDA 5403:

— la pinul 7 și trebuie să aibă o valoare minimă de 9,5 V, la un curent de alimentare de 80 mA și o valoare maximă de 13,2 V la un curent de 100 mA; valoarea tipică a tensiunii +U5 este de 10,5 V la un curent de 82 mA.

— la pinul 22, pentru alimentarea oscilatorului de baleiaj orizontal;

— la pinul 24, prin R126, detectorul de vârf pentru sincronizare;

— la pinul 26, prin R128, sincroseparatorul de impulsuri.

Pentru polarizarea grilei G1 (grila de comandă), pinii 1,5 ai tubului cinescop, se utilizează tensiunea culeasă de pe cursorul potențiometrului de luminozitate (strălucire) R510. Acest potențial este cuprins între —55 V și +40 V.

Potențialul negativ de —55 V se obține prin redresarea impulsurilor obținute la pinul 4 al transformatorului de linii, după R505, cu ajutorul diodei D504. Tensiunea negativă obținută se aplică prin rezistorul R506 la capătul rece al potențiometrului de strălucire.

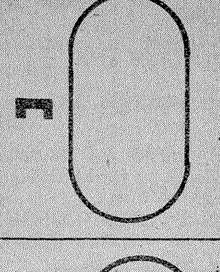
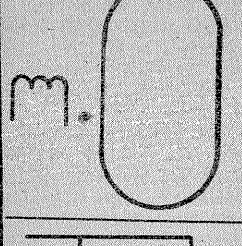
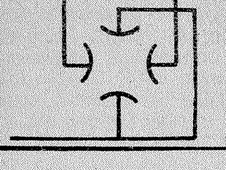
Potențialul pozitiv de +40 V se obține prin redresarea acelorași impulsuri obținute la pinul 4 al transformatorului de linii, după R505, cu ajutorul diodei R303. Se obține o tensiune mare pozitivă (+340 V) care, pe de o parte asigură prin R511 polarizarea grilei de accelerare a tubului cinescop (G2, pinul 6) iar pe de altă parte este redusă cu R508 și semireglabilul R509 asigurând tensiunea de +40 V la capătul cald al potențiometrului R510 de strălucire.

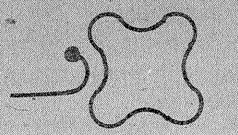
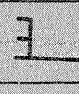
Grila de focalizare (pinul 7 al tubului cinescop) se polarizează cu o tensiune de +340 V (de la grila de accelerare) sau cu 0 V (la masă) prin intermediul unui comutator.

Foarte înalta tensiune (FIT), necesară anodului tubului cinescop, (11 kV) se obține prin redresarea impulsurilor de pe înfășurarea secundară de FIT a transformatorului de linii cu dioda redresoare cu seleniu TV13.

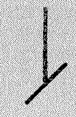
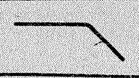
(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Pagini realizate de ing. ȘERBAN NAICU

	**Magnet permanent producând un câmp transversal (într-un tub cu câmpuri încrucișate sau magnetron)**
	**Electromagnet producând un câmp transversal (într-un tub cu câmpuri încrucișate sau magnetron)**
	**Tetrapol**

Forma simplificată	Tetrapol cu buclă de cuplare
	
	**Structură de cuplare cu undă de întârziere**
	**Elice de cuplare**

4. ELEMENTE DE SIMBOLURI UTILIZATE PENTRU DIVERSE TIPURI DE TUBURI INCLUSIV REDRESOARELE CU VAPORI DE MERCUR

Simbol	Denumire
	**Anticatod**
	**Electrod de amorsare**

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

FRECVENȚMETRU-OPTIMIZĂRI

Pentru a oferi radioamatorilor câteva tipuri de frecvențmetre, prezentăm trei variante de intrare pentru blocuri de comandă. Baza de timp, numărătoarele reversibile cu sau fără memorie (LATCH) și decodoarele se consideră cunoscute.

VARIANTA 1 — utilizând un C.I. — CDB451H (SN74S451). Într-un montaj adecvat se creează posibilități noi de utilizare a frecvențmetrelor reversibile.

Nu o să insistăm pe partea teoretică, mulțumindu-ne să dăm soluții practice. Considerăm cunoscute și montajele ce utilizează C.I.9 — 3/4CDB400, C.I.10 — CDB440, C.I.11 — CDB473 și C.I.12 — CDB490 cu mici modificări. Noutate prezintă blocul C.I.13, C.I.14 și C.I.15. Cele trei intrări BFO(A_2), VFO(A_2) și HFO(A_1) pe porțile „și" (AND) cu trei intrări CDB411H (SN74LS411) pot fi comandate în curent continuu, deci nu apare nici

Punctele B și C dacă sunt sau nu alimentate (la nivel „1" sau „0"), permit trecerea la pin 5 (Up) sau la pin 4 (Down). Punctele B și C pot fi la potențiale diferite, B la nivel „1" iar C la nivel „0", sau invers, permițând înscrierea înainte sau înapoi independent.

Punctele A, B și C se alimentează din comutatorul de bandă, acestea fiind comandate în c.c., printr-o matrice de diode în funcție de banda dorită.

Să dăm câteva exemple practice pentru un TCVR (emițător-receptor) cu utilizarea filtrelor de 455—500 kHz, unde se utilizează o medie

HFO(19500)—VFO(5000)—BFO(500) = 14 MHz

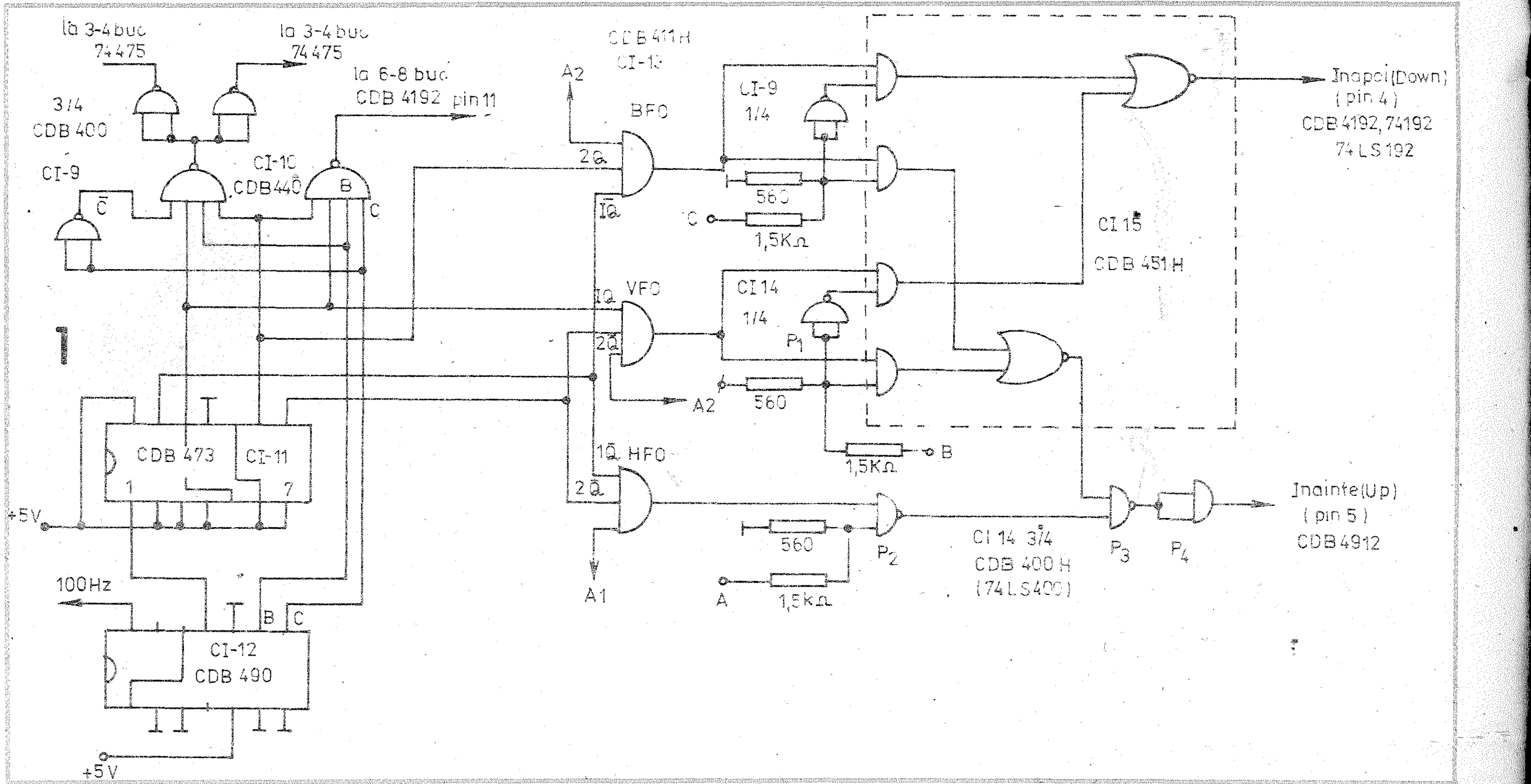
A = +12 V, B = Ø, C = Ø.

În exemplele prezentate, se observă multilatitudinea montajului de mai sus, în mod special când se utilizează „Q"-uri diferite din dotarea radioamatorului și pentru VFX nu trebuie un amplificator și adaptor pentru intrare aparte pentru citirea frecvențelor, blocul de comandă putând fi completat pentru diferite benzi și „Q"-uri pentru mixare.

Această variantă, prezentată în fig. 1, prezintă de altfel o situație generală pentru multe utilizări, dar este limitată ca frecvență. Se pot citi frecvențe de max. cca 20 MHz, indiferent la HFO, VFO sau BFO, funcție de alegerea primului numărător reversibil CDB4192. Amintim că sunt exemplare care deja la 15÷16 MHz nu mai lucrează.

VARIANTA 2. Blocul de comandă prezentat în figura 2 este o îmbunătățire a variantei 1 și este recomandat pentru radioamatori care doresc să dispună și de un frecvențmetru independent, cu intrare separată, pe lângă afișajul TCVR-ului, fără a face o investiție suplimentară majoră.

Se utilizează și acum C.I.15 (CDB451H), care permite utilizarea afișajului în TCVR, reversibil, cu comutare doar în curent continuu, la frecvențe ridicate, datorită divizorului cu doi a 1/2 CDB473H (SN74LS473) la intrarea VFX. O poartă din CDB411H, cu divizorul 1/10 de tipul SN74196 și amplificatorul A_1 cu ajutorul comutatorului K_1



o comandă în radiofrecvență, prin intermediul porților A, B și C.

Prin C.I.13 trec pe rând semnalele HFO, VFO și BFO, în „timpul 4", transcrierea (LATCH) și aducerea la zero (Reset) prin C.I.9 și C.I.10. Dacă punctele A, B și C sunt nealimentate, cele trei porți sunt la nivel „0", datorită celor trei divizoare de 1,5 kΩ și 560 Ω. Semnalul HFO are o singură șansă, funcție de potențialul punctului A, de a înscrie „înainte" (U_p — pin 5 — CDB 4192). Punctul A fiind la nivelul „0", semnalele HFO sunt interzise de poarta P_2 din C.I.14.

Cele două intrări VFO și BFO pe intrările ȘI — SAU — NU (AND — OR — INVERT) ale C.I. — CDB451H, plus cele două invertoare auxiliare (1/4 C.I.9 și 1/4 C.I.14), punctele B și C fiind la nivel „0", ambele sunt conduse la pin 4-CDB4192 (primul numărător) deci lanțul numără înapoi (Down) pe doi timpi de 0,1 s.

Dacă punctele A, B și C sunt alimentate la +12 V, toate cele trei semnale vor fi conduse pe rând spre pin 5-CDB4192, deci numără „înainte" (Up), rezultatul pe afișaj fiind suma celor trei frecvențe ale semnalelor HFO, VFO și BFO. Se observă că semnalul HFO poate să treacă numai la pin 5 (Up) și numai când punctul A are nivelul „1".

frecvență de 5000—5500 kHz, sau diferită.

Banda 3,5 MHz: F_{filtru} = 500 kHz, f_{VFO} = 4500—5000 kHz, HFO(Ø) = 9000 kHz, HFO(9MHz) — VFO (5MHz) — BFO(0,5MHz) = 3,5 MHz.

Programare: A = +12 V, B = Ø, C = Ø.

f_F = 500 kHz, f_{VFO} = 5000—5500, HFO(Ø) = 8500 kHz.

HFO(8,5 MHz) — VFO(5,5 MHz) + BFO (0,5 MHz) = 3,5 MHz

Programare: A = +12 V, B = Ø, C = +12 V

Banda 7 MHz: f_{FBFO} = 500 kHz, f_{VFO} = 4500—5000 kHz, HFO = 12,5 kHz, HFO (12500) — VFO(5000) — BFO(500) = 7 MHz.

A = +12 V, B = Ø, C = Ø

f_{FBFO} = 500 kHz, f_{VFO} = 4500—5000 kHz, HFO(Q) = 2000 kHz

(Q nu este altceva decât multiplu de 2 sau 4 al bazei de timp uzuale în banda de 3,5 MHz; se poate utiliza și frecvența de 1,5 MHz—3x500 kHz sau 1 MHz: 2 → 3x500 kHz).

HFO(2000) + VFO(4500) +BFO(500) = 7 MHz

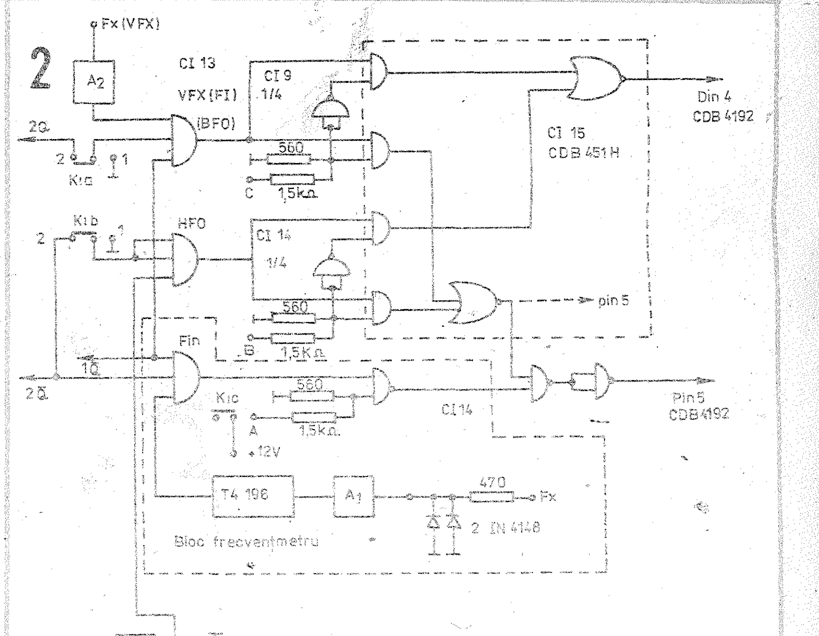
A = + 12 V, B = + 12 V, C = +12 V

Banda 14 MHz: f_{FBFO} = 500, f_{VFO} =4500—5000, HFO = 9000 kHz

HFO(9000) + VFO(4500) + BFO(500) = 14 MHz

A = +12 V, B = + 12 V, C = +12 V

f_F = 500, f_{VFO} = 4500—5000, HFO = 19500 kHz

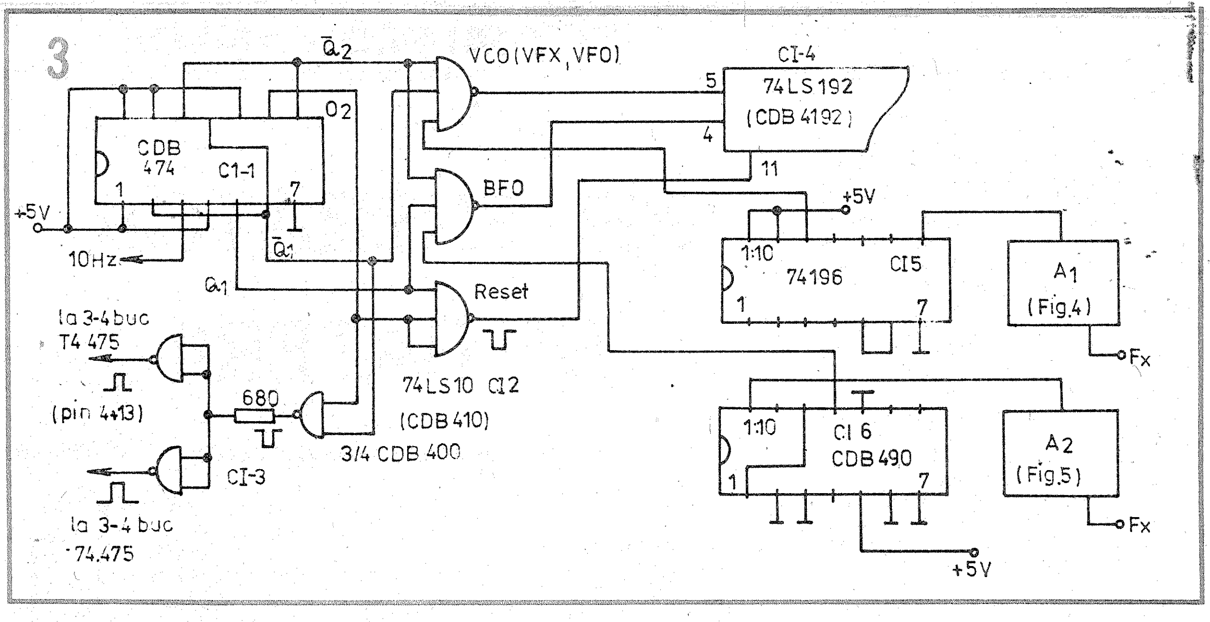


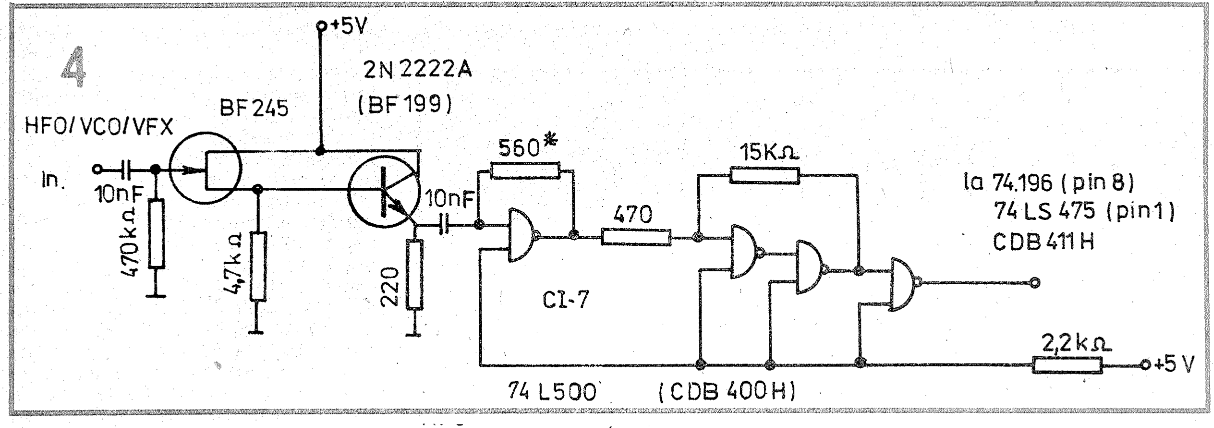
(K_{1C} în poziţia + 12 V conectat) măsurând frecvenţe înainte (Up), formează frecvenţmetrul independent, care permite viteze mari, până la 50÷60 MHz (Fm).

Porţile VFX şi HFO din C.I.13, cu K_1, în acest caz sunt puse la nivel zero, deci sunt interzise. Dacă comutatorul K_1 este trecut pe poziţia 2, frecvenţmetrul (Fm) este interzis, poarta de la punctul A fiind la nivel zero. În acest caz lucrează C.I.13 pe poziţia HFO şi VFX (eventual CO sau VCO).

Având în vedere că s-a utilizat o divizare cu 2 pentru HFO (SN74LS473), la intrare, baza de timp la această poartă este dublată (doar 2Q, în loc de 2Q + 1Q) astfel ca afişajul să indice frecvenţa reală. Divizorul cu integratul SN74LS473, din intrare la VFX, permite frecvenţe ridicate de ordinul 80÷90 MHz, dar numărătorul din faţă (CDB4192) nu permite frecvenţe de măsură peste de 30÷35 MHz (după divizare cu doi). În condiţii fericite, până la cca 40 MHz, dacă primul numărător este utilizat după sortare, frecvenţmetrul poate fi opţional. Dacă nu se utilizează, se renunţă la K_1 şi integratele C.I.14, SN74196 şi amplificatorul-formator A*1*, poarta „Fm“ din C.I.13 rămânând disponibilă.

În locul invertorului 1/4 din C.I.14, se poate utiliza 1/4 din C.I.9 care este disponibil (fig. 1). Varianta 2 este ideală pentru un TVCR cu toate benzile (inclusiv banda de 28 MHz cu „rezerve“) utilizând un filtru de 455 sau 500 kHz, cu frecvenţă intermediară (FI) de 5000—5500 kHz (poate fi şi alta), mixerul 2 fiind cu „Q“ sau HCOPLL până la 24,5 MHz pentru banda de 28 MHz (29,5 MHz). Dacă se utilizează un filtru XF9 cu premixer (VFX) varianta este limitată la capătul benzii superioare.





Exemple: Utilizăm un filtru Kokusay de 455 kHz cu BLI, pentru simplificare purtătorul îl considerăm tot 455 kHz, iar VFO-ul 5455÷5955 kHz. $FI(VFX) = \frac{5455}{5955} - 455 = \frac{5000}{-5500}$ kHz BLS, semnal ce intră în A_2. Să analizăm benzile 3,5÷28 MHz:

Banda 3,5 MHz: HFO(9MHz) — VFX(5,5 MHz) = BLI-3,5 MHz
B = + 12 V, C = Ø.

Banda 7 MHz: HFO(12,5 MHz) — VFX(5,5 MHz) = BLI-7 MHz
B = + 12 V, C = Ø.

Banda 14 MHz: HFO(9 MHz) + VFX (5 MHz) = BLS-14 MHz
B = + 12 V, C = + 12 V.

Banda 21 MHz: HFO(16MHz) + VFX(5MHz) = BLS-21 MHz.
B = + 12 V, C = + 12 V.

Banda 28 MHz: HFO(24,5 MHz) + VFX(5 MHz) = 29,5 MHz.

Se observă că frecvenţa maximă utilizată este apropiată de 25 MHz, deci lucrează bine cu rezerve mari. S-a folosit şi această variantă (experimental) pentru transceiverul „SIRIUS-TI845“. Familia „SIRIUS“ s-a născut în 1966, cu tipul „TI-661“ fără afişaj, fiind primul TCVR din serie, lucrând cu SSB cu defazare. La ora actuală este în lucru „TI-866“ (al şaselea) unde se utilizează afişajul prezentat în VARIANTA 3.

Dacă utilizăm blocul de comandă, VARIANTA 2, pentru un TCVR în care se utilizează filtrul XF9 şi mixer cu VFX, apar două posibilităţi: mixare utilizând cuarţuri superioare sau inferioare. Să prezentăm o variantă utilizând Q ≅ 11 MHz, Q = 25 MHz şi un VFO 5÷5,5 MHz. În acest caz, în figura 2 se inversează cele două notaţii de la intrare, deci HFO devine VFX, iar VFX devine BFO. Pe cele 5 benzi vom avea programările de mai jos pentru punctele B şi C.

Banda 3,5 MHz: BFO(9MHz) — VFX (caz special = VFO 5,5 MHz) = 3,5 MHz
C = + 12 V, B = Ø.

Banda 7 MHz: VFX(Q11MHz + VFO5MHz) — BFO(9 MHz) = 7 MHz
B = +12 V, C = Ø.

Banda 14 MHz: VFX(=VFO 5 MHz) + BFO(9 MHz) = 14 MHz
B = + 12 V, C = +12 V

Banda 21 MHz: VFX(Q25MHz + VFO5MHz) — BFO(9MHz) = 21 MHz
B = + 12 V, C = Ø.

Banda 28 MHz: VFX(Q25MHz — VFO5MHz) + BFO(9MHz) = 29 MHz

Se spune că în banda de 21 MHz, frecvenţa maximă „VFX“, este de 30,5 MHz pentru un VFO = 5,5 MHz, deci nu pune probleme nici în acest caz.

Utilizând mixarea cu frecvenţe superioare, situaţia se schimbă; vom prezenta toate benzile în VARIANTA 3; aici luăm doar banda de 28 MHz, cu un Q = 44 MHz.

VFX(Q = 44 MHz — VFO5,3MHz) — BFO(9MHz) = 29,7 MHz

Aici VFX-ul atinge frecvenţe de 39 MHz (divizat cu doi = 19,5 MHz) deci primul numărător reversibil CDB4192, cu toate că se face divizarea, trebuie bine sortat. În unele situaţii, mai ales la cald, sporadic, în banda de 28 MHz nu se poate citi afişajul „pâlpâind“.

Pentru a elimina posibilitatea erorilor la frecvenţe mari, în speţă în banda de 28 MHz, se prezintă o nouă variantă. Amintim că „fenomenul de pâlpâire“ în banda de 29 MHz este prezent şi la unele transceivere industriale.

VARIANTA 3. Se ştie că mixerele superioare dau rezultatele cele mai bune şi în mod special dacă la aceste mixere nu se foloseşte VFX-ul ci semnale curate, obţinute direct de la un VFO de foarte bună calitate (VCO — calate pe fază).

Blocul de comandă, prezentat în figura 3, asigură cele mai exigente cerinţe, când se lucrează cu frecvenţe ridicate. Cu un montaj îngrijit, frecvenţa ce se poate măsura atinge 60 MHz!, deci nici în „timp“ nu este periclitată exactitatea în banda de 28 MHz. Şi în acest caz afişajul are o rezoluţie de 100 Hz, arhisuficient pentru scopul nostru. Dacă dorim o precizie înaintată, cu o rezoluţie de 10 Hz sau 1 Hz, cuarţul din baza de timp şi VFO-ul trebuie termostatat.

C.I.1 de tipul CDB474 asigură cei patru „timpi“ secvenţiali. Circuitul integrat CDB410, ŞI-NU, triplu (cu trei intrări) asigură pinii 4, 5 şi 11 ai C.I.4, de tipul CDB4192. Unde a fost posibil, s-au folosit circuite integrate de tip „LS“ pentru a reduce consumul pe lângă rapiditatea lor.

Poarta VCO asigură intrarea 5 (Up), poarta BFO, intrarea 4 (Down), iar cea de-a treia poartă la pinul 11 asigură reducerea la zero a lanţului de numărătoare. C.I.3, 3/4 CDB400 efectuează transcrierea afişajului prin 4 şi 13 a lanţului de memorie (LATCH), SN74475 (SN74LS475). Rezistenţa de 680 Ω, la C.I.3, a fost necesară din cauza unor autooscilaţii. De această dată, exceptând A_1 şi C.I.5 (SN74196), nu se mai pun probleme deosebite celorlalte circuite integrate, domeniul de utilizare fiind maxim la 9 MHz (BFO) la C.I.6 şi A_2, restul lucrând sub 4 MHz.

C.I.5 chiar dacă este utilizat cu soclu, permite măsurări până la cca 45 MHz, dar recomandăm ca C.I.5 să fie prins direct de placa imprimată, fără soclu. În transceiverul „TA-866“, se utilizează filtrul XF9B şi mixarea cu frecvenţă superioară (VCO) dar se poate realiza o medie frecvenţă fixă de 9 MHz, pornind de exemplu de la un filtru de 500 kHz(Q8,5 + 0,5 MHz sau Q9, 5 MHz — 0,5 MHz) în rest procedând ca la filtrele XF9.

Intrările A_1 (fig. 4) şi A_2 (fig. 5) sunt cunoscute, deci nu necesită lămuriri suplimentare, literatura le aminteşte în multe locuri. De această dată intrările VCO (VFX) şi BFO nu mai pot fi comutate. VCO măsurând numai „înainte“, iar BFO-ul tot timpul „înapoi“. Pentru cele cinci benzi uzuale, în două variante, BFO fiind întotdeauna 9 MHz (9,0015 şi 8,9985), obţinem:

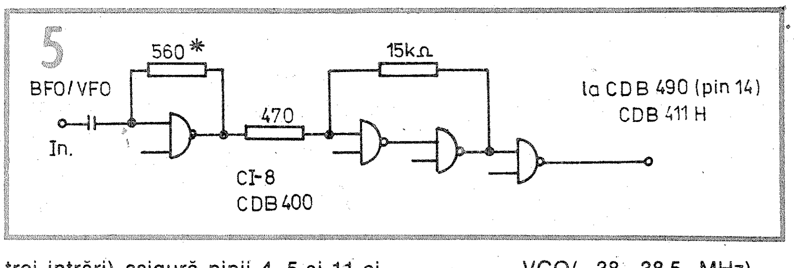
Banda 3,5 MHz: VCO(12,5—130 MHz) — BFO = 3,5 MHz — 4 MHz
VCO = VFX(Q17,5 MHz—VFO 5 MHZ) — BFO = 3,5 MHz

Banda 7 MHz: VCO(16,0—16,5 MHz) — BFO = 7,0—7,5 MHz
VFX(21,5 MHz—VFO 5,5) — BFO = 7 MHz

Banda 14 MHz: VCO(23,0—23,5 MHz) — BFO = 14—14,5 MHz
VFX(28,5 MHz — VFO 5,5) — BFO = 14 MHz

Banda 21 MHz: VCO(30,0—30,5 MHz) — BFO =21 MHz — 21,5 MHz
VFX(35,5 MHz—VFO 5,5 MHz) — BFO = 21 MHz

Banda 28 MHz: VCO(37—37,5 MHz) — BFO = 28—28,5 MHz
VCO(37,5—38 MHz) — BFO = 28,5—29 MHz



VCO(38—38,5 MHz) — BFO = 29—29,5 MHz
VCO(38,5—39 MHz) — BFO = 29,5—30 MHz

Cu cuarţuri, banda de 28 MHz:
VFX(Q42,5 MHz — VFO5,5 MHz) — BFO = 28 MHz
VFX(Q43MHz — VFO5,5 MHz) — BFO = 28,5 MHz
VFX(Q43,5MHz—VFO5,5 MHz) — BFO = 29 MHz
VFX(Q44MHz—VFO5,5 MHz) — BFO = 29,5 MHz

Amintim că în publicaţia „Radioamatorul“ 2/1985 se prezintă un bloc de comandă pentru un frecvenţmetru reversibil, fără „latch“, cu multiplexare. Sperăm că articolul de faţă va lărgi orizontul în domeniul construcţiilor de afişaje.

REGENERATOR DE BATERII

Prof. NICOLAE DOBRESCU, Tulcea

Dificultățile de procurare a bateriilor au determinat pe mulți electroniști amatori să apeleze la diferite soluții, cum ar fi sursele de tip alimentator-stabilizator, care nu întotdeauna se dovedeau a fi compatibile cu cerințele crescânde ale noilor componente electronice. De aceea s-a apelat la o rezolvare mai „ieftină", prin construirea unui tip de regenerator pentru astfel de surse de curent (elemente galvanice). Pentru a permite utilizarea în continuare a bateriilor (cele uscate), este necesară încărcarea la fel ca un acumulator.

La rezolvarea acestei cerințe au contribuit multe soluții, ținând cont că o încărcare în curent continuu nu dă rezultate, utilizându-se curentul alternativ nesimetric: într-o perioadă de timp bateria se încarcă, iar în următoarea se descarcă. Această metodă este folosită ținând cont că în elemente pot apărea reacții electrochimice nedorite. Pentru a preîntâmpina această deficiență se impune ca energia furnizată în ciclul de încărcare să fie mai mare decât cea din perioada ciclului de descărcare.

Metoda se caracterizează prin largi posibilități de utilizare, prin plaja mare de reglare a parametrilor de ieșire, putând fi utilizată și la încărcarea acumulatorilor miniaturali.

DATE TEHNICE:

— tensiunea maximă a bateriilor destinate regenerării: 8 V;

— domeniul de reglare a curentului de încărcare: 1,5—30 mA; (potențiometrul P;);

— domeniul de reglare al raportului dintre durata ciclului de descărcare și durata întregului ciclu (factor de umplere): 10—90%;

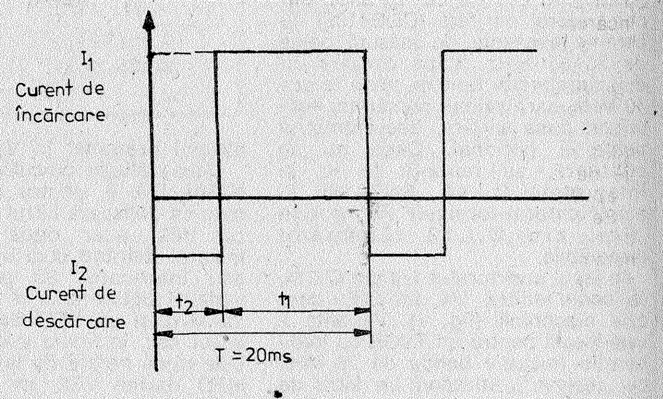
— frecvența ciclului de regenerare: 50 Hz;

— puterea absorbită: max. 220 V x 0,3 mA = 66 mW.

DESCRIERE GENERALĂ

Aparatul are în componența sa un dublor de tensiune (D1, D3, C1, C2, transformatorul utilizat fiind de sonerie, folosindu-se înfășurarea ce debitează 8 V) și un circuit basculant monostabil (realizat cu circuitul integrat CI1-CDB 4121, acesta fiind excitat cu frecvența rețelei de alimentare prin divizorul R1, R2 care comandă sursa de curent, forțând trecerea curentului prin baterie în sensul corespunzător).

Dioda D2 protejează la apariția unei tensiuni negative la intrarea circuitului CDB 4121. Tranzistorul T6 cu sistemul tensiunii de referință (dioda D4 cu tranzistorul T1) este sursa curentului de încărcare. Acest



1

AMPLIFICATOR FIF-DX

EMIL SASU

Performanțe:

— amplificare: ≥28 dB (benzile I, II, OIRT) ≥24 dB (banda III, OIRT)

— bandă de trecere (reglabilă): 2...25 MHz

— banda de acord ≃ 25 MHz (3 canale OIRT)

I. **GENERALITĂȚI**

Experimentând diverse construcții de amplificatoare de antenă, atât de bandă largă cât și de bandă îngustă, am constatat următoarele aspecte calitative, legate de performanțele acestora:

— amplificatoarele de bandă largă prezintă avantajul că pot fi folosite la recepția mai multor canale T.V., fără intervenții în montaj; ca dezavantaje se pot menționa: amplificare redusă, zgomot relativ mare, fiind puternic influențate de semnalele perturbatoare cu frecvențe apropiate de frecvența centrală de acord;

— amplificatoarele de canal au zgomot mai mic și amplificare mai bună decât cele de bandă largă, rejectează bine semnalele perturbatoare de pe canalele adiacente, însă nu pot fi folosite pentru recepția altor canale decât cu intervenții în montaj (reacordare pe alt canal), sunt relativ instabile (autooscilează ușor); în plus reglajul bobinelor, trimerilor necesită multă precizie, deci este dificil de executat.

Ținând cont de toate aceste considerente am realizat amplificatorul a cărui schemă electrică este prezentată în figura 1, care îmbină avantajele celor două tipuri de amplificatoare prezentate mai sus — de bandă largă și de canal — deoarece prin manevrarea potențiometrilor de acord, se pot acoperi trei canale T.V., iar banda de trecere este, de asemenea, comandată electronic. Precizia ridicată obținută prin acord electronic permite înlăturarea perturbațiilor supărătoare.

II. **FUNCȚIONARE**

Amplificatorul din figura 1 poate lucra pe trei canale adiacente OIRT sau pe benzile de FM-UUS, (vezi tabelul).

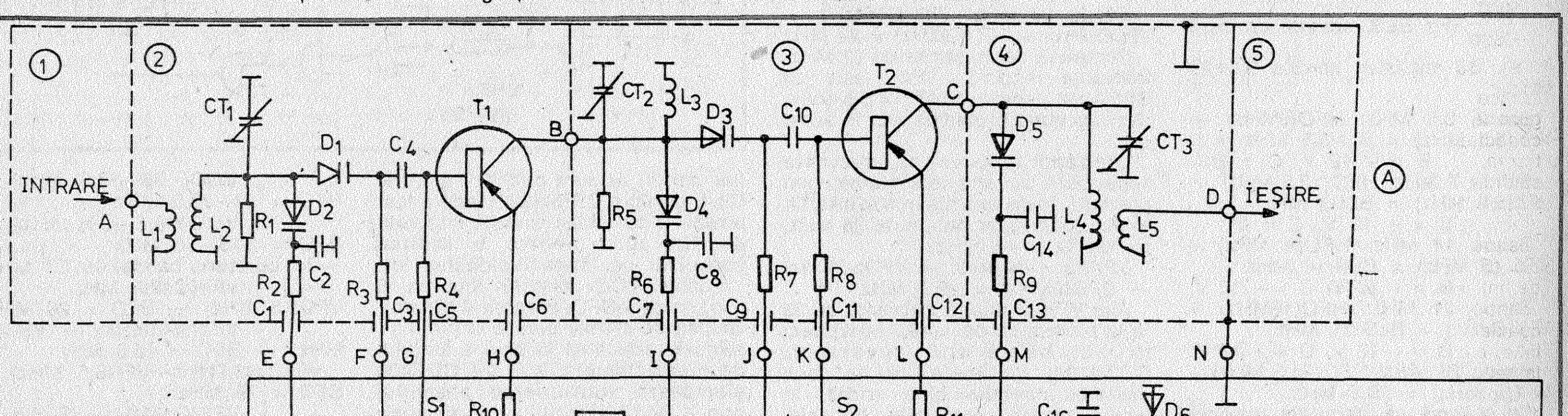
Frecvențele de acord ale circuitelor oscilante acordate se stabilesc din P1, P3 și P5. Potențiometrele P2 și P4 modifică tensiunile de comandă ale diodelor D1 și D5, ceea ce determină variația capacității lor interne; ca rezultat, se obține o bandă de trecere reglabilă, curba de selectivitate putând fi modificată după necesități. Când cursoarele potențiometrelor P2 și P5 sunt puse la masă, amplificarea este minimă, dar în schimb banda de trecere este maximă. R1 și R5 preîntâmpină apariția autooscilațiilor. Valoarea lor exactă se determină prin tatonări; ea trebuie să fie suficient de mică pentru a înlătura tendințele de autooscilație, dar suficient de mare pentru a nu reduce prea mult factorul de amplificare al montajului; se pot folosi valori între 3...20 kΩ.

În banda III, dacă amplificatorul lucrează suficient de stabil, R1 și R5 pot fi eventual suprimate din montaj.

Datele bobinelor L1...L5, pentru fiecare bandă de recepție (amplificare) în parte, sunt trecute în tabel.

Intrarea și ieșirea se fac pe cablu coaxial de 75 Ω. Nu se va folosi sub nici o formă cablu simetric de 300 Ω, nicăieri în întreg lanțul de recepție.

III. **REALIZARE PRACTICĂ**



1

curent este reglat cu potențiometrul P2.

Tranzistorul T5 cu sistemul tensiunii de referință (T3, T4 și cuplat cu tranzistorul T2, dioda D6) este sursa curentului de descărcare. Acest curent se reglează din potențiometrul P3.

Reglarea raportului dintre ciclul de descărcare și durata întregului ciclu (20 ms), t2: T (fig. 1), se face cu potențiometrul P1.

Curentul în ciclul de încărcare se utilizează din redresorul format din D1 și C1.

Curentul în ciclul de descărcare se utilizează din redresorul format din D3 și condensatorul C2. Acesta este necesar pentru a produce o descărcare în baterii, în vederea preîntâmpinării unor scurtcircuitări în elementul galvanic, datorită reacțiilor electrochimice ce apar în urma încărcării. Descărcarea se produce sub o tensiune mică, iar ciclul este de scurtă durată.

ETALONARE

Punerea în funcțiune a generatorului este simplă. Vom prezenta două metode de etalonare, în funcție de posibilități (fig. 2).

a) **Metoda osciloscopului**

Se utilizează un osciloscop (fie și de tip didactic) cuplat la ieșirea generatorului. În paralel cu ieșirea aparatului se cuplează și o rezistență de 100 Ω, 1%. Citind căderea de tensiune, se determină valoarea curentului la ieșirea regeneratorului.

Calibrarea curenților de încărcare și descărcare se realizează citind valorile lor direct pe osciloscop, prin manevrarea potențiometrelor P2, P3. De asemenea se realizează calibrarea raportului de participare procentuală, din P1.

b) **Metoda AVO-metrică**

În locul bateriei de regenerat se cuplează un miliampermetru, la început cu domeniul 100 mA alternativ, cu polaritatea adecvată. Se decuplează R1, se cuplează regeneratorul de rețea, rotind potențiometrul P2 se calibrează curentul de încărcare.

Pentru calibrarea curentului de descărcare, se cuplează miliampermetrul invers ca mai înainte, se cuplează R1 la loc și se decuplează R7, R8, după care se conectează la rețea. Prin manevrarea potențiometrului P3, se urmărește calibrarea.

Ultima etapă este calibrarea participării procentuale a curentului de descărcare într-un singur ciclu În acest scop, prin metoda descrisă mai sus se stabilește mărimea curentului de descărcare și de încărcare, la o valoare oarecare (aprox. 20 mA) iar miliampermetrul se lasă cuplat mai departe la ieșire.

Între curenții de încărcare și descărcare, între durata lor și a curentului mediu există dependența:

$$I_{med.} = \frac{t_1}{T} I_1 - \frac{t_2}{T} I_2$$

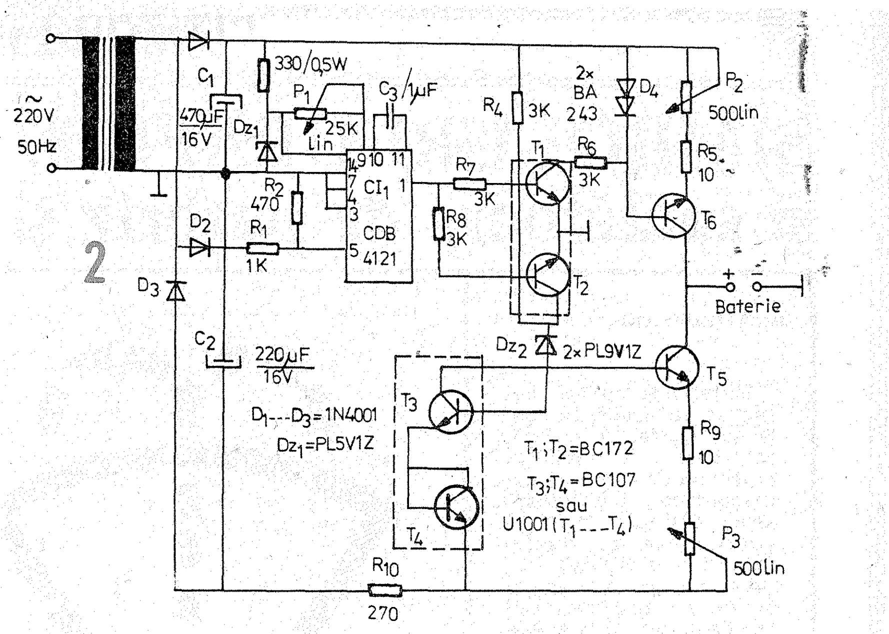
Pentru $I_1 = I_2$ și $t_1 = T - t_2$:

$$\frac{t_2}{T}(\%) = \frac{I - I_{med.}}{2I} \cdot 100, \text{ unde}$$

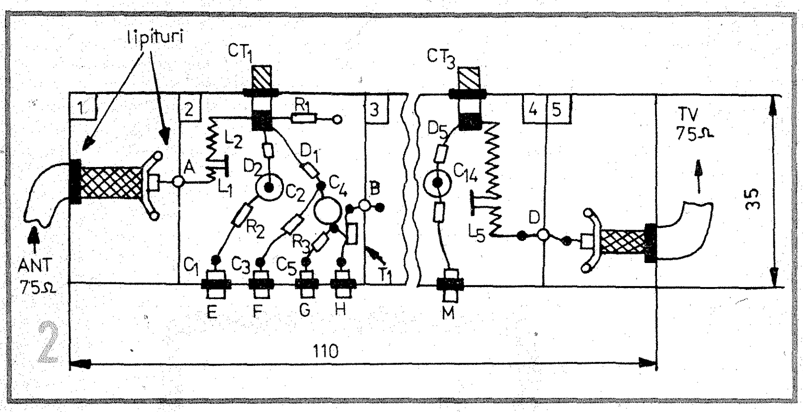
$\frac{t_2}{T}$ = raportul dintre durata curentului de descărcare și durata ciclului; I — curentul celor două surse (aceeași valoare); $I_{med.}$ — curentul mediu indicat de aparatul de măsurat, sensul acestuia corespunzător curentului de încărcare trebuie să fie pozitiv și negativ celui de descărcare.

Timpul de regenerare este de 24 ore, rezultatul regenerării depinde de gradul de uzură a bateriei. În general se vor regenera numai elemente a căror tensiune n-a scăzut sub 80% din valoarea nominală.

De preferat ca bateria regenerată să nu fie utilizată imediat ci după o perioadă de timp (aprox. o oră); aceasta va trebui să înroșească filamentul unui bec cu incandescență de 3,5 V/0,2 A.



Fizic, amplificatorul se execută în montaj „în aer", într-o cutie din tablă de fier cositorită, de 1 mm grosime, compartimentată. Orientativ, dimensiunile pot fi (vezi fig. 2): lățime 35 mm, lungime totală 110 mm, înălțime 20 mm, în care caz lungimile compartimentelor vor fi: 1,5—15 mm; 2,3—30 mm; 4—20 mm. Cutia se confecționează prin lipirea pereților exteriori și interiori cu cositor pe o placă de bază cu dimensiunile de 55x130 mm. Toate îmbinările se cositoresc pe întreaga lor lungime. În prealabil, trebuie practicate orificiile în care se montează trecerile de sticlă (A—D) și cele ceramice de 1nF (E—M). Tot din figura 2, se poate observa modul de conectare a cablului de 75 Ω la intrarea, respectiv ieșirea din amplificator. Cablul se introduce în cutie printr-un orificiu practicat special în pereții metalici de la capete și se cositorește atât imediat lângă orificiu cât și în 2 puncte, lângă borna de intrare (ieșire).



Bobinele L_1 și L_2 se amplasează coaxial, lipite una de capătul celeilalte, cu spirele strânse (vezi fig. 2); la fel și L_4—L_5.

Legătura între amplificator (fig. 1-A) și alimentator (B) se realizează printr-un cordon de 11 conductoare lițate, flexibile, izolate în material plastic, de lungime convenabilă, prevăzut cu o pereche de mufe, cu numărul respectiv de contacte. Alimentatorul se montează pe un suport de cablaj imprimat. Transformatorul TR trebuie să debiteze 19 V/200 mA. Pentru P1...5 se folosesc potențiometrii utilizați în construcția tasterelor programatoare T.V. Pentru banda III, bobinele L_1 și L_5 se suprimă, iar intrarea și ieșirea se conectează la o priză a bobinelor L_2, respectiv L_4, luată la spira 1 de la masă (fig. 3a, b).

Tot în banda III, pentru D1 și D3 se folosesc diode varicap (BB125). C1, C7, C10, C15 sunt de tipul disc fără terminale, lipite direct de peretele metalic.

Se recomandă ca amplificatorul să fie montat în interiorul clădirii în care se află receptorul și la minimum 5 m de antenă, pentru evitarea autooscilațiilor prin cuplaje parazite cu aceasta, dar totuși nu prea departe de antenă, pentru minimizarea pierderilor pe cablu.

Am folosit în montaj două tranzistoare de tip BF509; se poate folosi orice tip de tranzistor bipolar amplificator FIF (BFX89, BFY90 etc.). Pentru tranzistoare NPN se inversează sensul alimentării, deci și polaritatea tuturor diodelor și a condensatoarelor electrolitice.

Semireglabilii S1 și S2 fixează regimul static de lucru al tranzistoarelor. După reglarea lor în poziția optimă (amplificare bună și zgomot minim) se vor bloca cu vopsea.

După ultimele reglaje amplificatorul se închide cu un capac metalic, lipit cu cositor pe fiecare latură (minim 4 puncte).

IV. **PUNEREA ÎN FUNCȚIUNE ȘI REGLAJUL**

Se alimentează montajul, cu intrarea și ieșirea conectate. Semireglabilii S1, S2 vor avea, în acest timp, cursorul la **+9** V. Se reglează S1, S2 până când tensiunea pe R10, R11 este de 1,2 V. Se aduc P2, P4 către masă. Se reglează P1, P3, P5 până se recepționează un semnal pe televizor (sau radio FM), manevrând în același timp butonul de acord al receptorului. Dacă apar autooscilații se micșorează valorile pentru R1 și R5. Dacă amplificatorul lucrează stabil, se poate încerca mărirea valorilor pentru R2 și R5, ceea ce aduce un plus de amplificare. Se mai fac unele retușuri la reglajele semireglabililor S1, S2 până când amplificatorul funcționează optim.

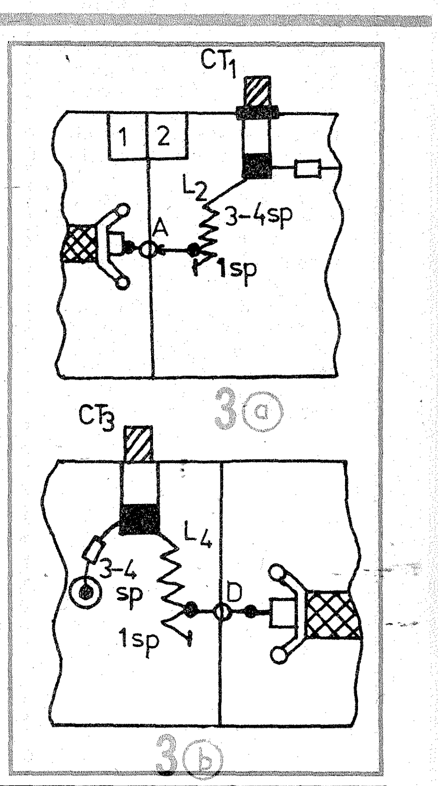
V. **RECOMANDĂRI**

Cu ajutorul acestui montaj se îmbunătățește substanțial recepția semnalelor slabe. Pentru T.V.-DX în benzile I—II, recomand folosirea antenelor QUAD cu 2—3 elemente, orientate către V sau S—V, ori către stația de care trebuie recepționată.

Pentru banda III recomand antenele QUAGI, orientate (eventual rotative).

Antenele QUAD și QUAGI au sensibilitate crescută pentru semnale cu polarizare modificată.

Se pot obține astfel de recepții DX la peste 200—1 000 km, mai ales în perioada aprilie-octombrie, cât și în luna ianuarie.



BANDA	Canal	Frecvențe (MHz)	L1—5 spire	L2, 3, 4 spire	Conductor	Ø BOB (mm)	PAS (mm)	OBS
I OIRT	1—2	48—66	6	20	CuEm 0,5	3,5	—	—
II OIRT	3—5	76—100	4	16	CuEm 0,5	3,5	—	—
III OIRT	6—9	174—206	—	5	CuAg 0,6	5	1	D1,3— BB 125
III OIRT	9—12	198—230	—	4	CuAg 0,6	5	1	L2,4 — priză la spira 1 (fig. 2a, b)
FM-OIRT	—	66—73	5	18	CuEm 0,5	3,5	—	—
FM-CCIR	—	88—108	4	15	CuEm 0,5	3,5	—	—

LISTĂ DE MATERIALE

R1,5 = 10...15 kΩ; R2, 3, 4, 6, 7, 8, 9 = 22 kΩ; R10, 11 = 470 Ω; R12 = 1 kΩ; R13 = 330 Ω/0,5 W; R14 = 100 Ω/1 W; S1, 2 = 10 kΩ; P1...5 = 100 kΩ lin (tip taster TV); C1...14 = 1nF (ceramic); C17 = 47 µF/40 V; C18, 19 = 220 µF/40 V; C20, 21 = 47 nF (ceramic); D1...5 = BB139; D6 = PL 9V1Z; D7 = PL 33Z; D8, 9 = 1N4001, F407; CT1...3 = 3...10 pF; T1, 2 = BF 509.

NOTĂ: Toate rezistențele R1...12 sunt cu peliculă de carbon, de 0,25W.

SIMBOLURI GRAFICE pentru ştergătoare şi spălătoare de parbriz şi far

ing. ŞERBAN NAICU

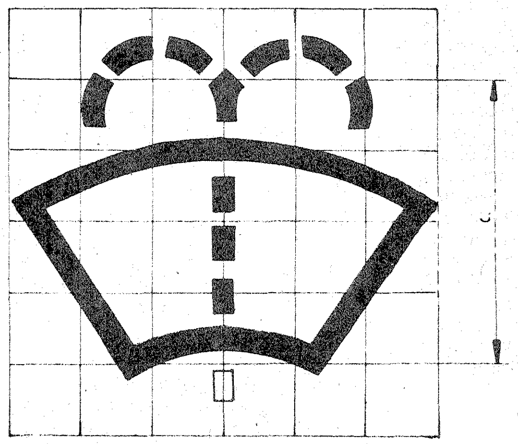
Simbolurile grafice prezentate se aplică pe (sau lângă) elementul simbolizat, pentru identificarea organului de comandă corespunzător. Ele trebuie astfel realizate încât să contrasteze cu fondul (pentru a fi vizibile).

La noi în ţară aceste simboluri grafice sunt standardizate în standardul pe părţi STAS 11200, care corespunde cu standardul internaţional ISO 2575-79.

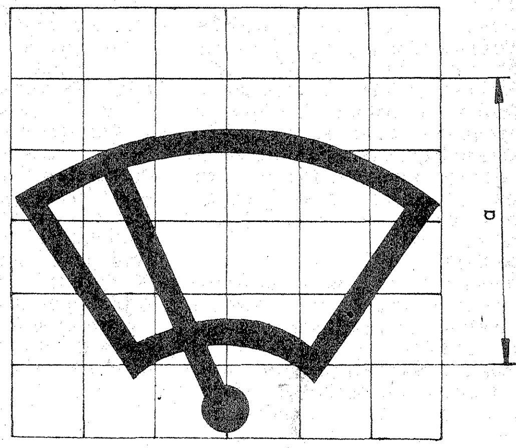
Prezentăm simbolurile grafice pentru spălător de parbriz faţă (figura 1), ştergător de parbriz faţă (figura 2), ştergător de parbriz faţă combinat cu spălător (figura 3), ştergere de parbriz cu intermitenţă (figura 4), spălător de parbriz spate (figura 5), ştergător de parbriz spate (figura 6), ştergător de parbriz spate combinat cu spălător (figura 7) şi ştergător de far combinat cu spălător (figura **8**).

Menţionăm că în toate cazurile dimensiunea a = 50 mm, iar înălţimea şi lăţimea celor opt simboluri au următoarele dimensiuni reale: 1,26a x 1,46a (1); 1,03a x 1,46a (2); 1,36a x 1,46 a (3); 1,00a x 1,21a (4); 1,26a x 1,32a (5); 1.14a x 1,32a (6); 1,36a x 1,32a (7) şi 1,13a x 1,41a (8).

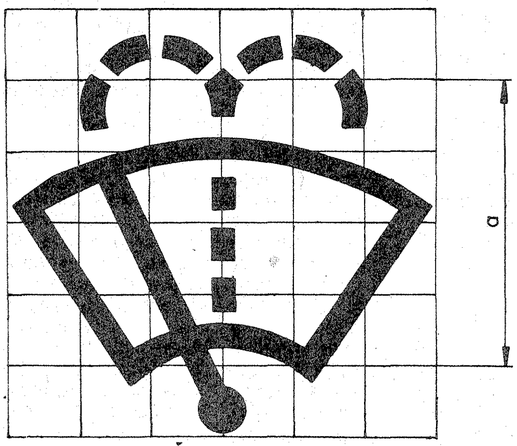
1



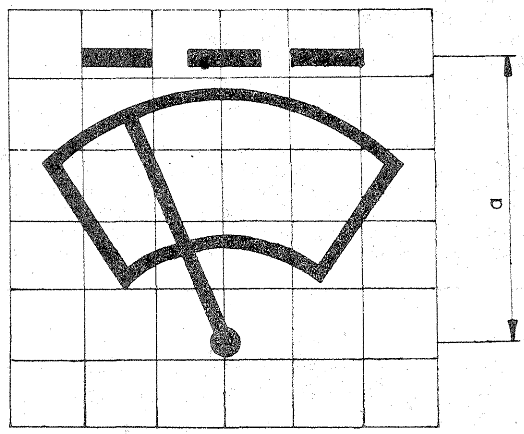
2



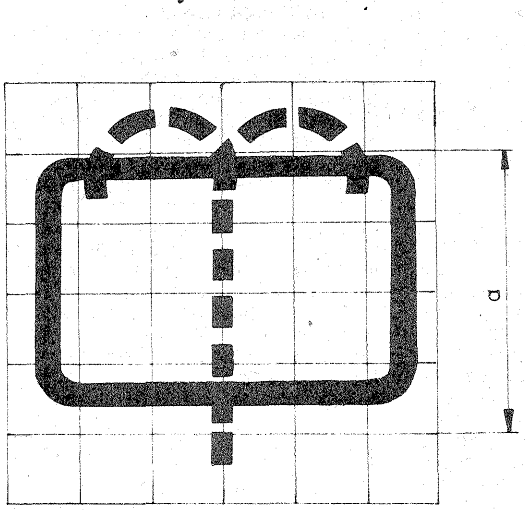
3



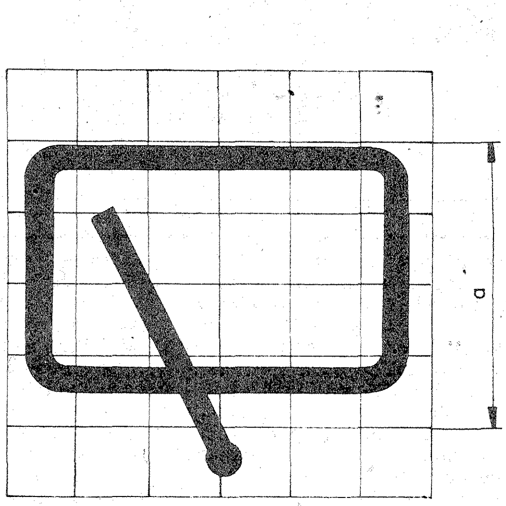
4



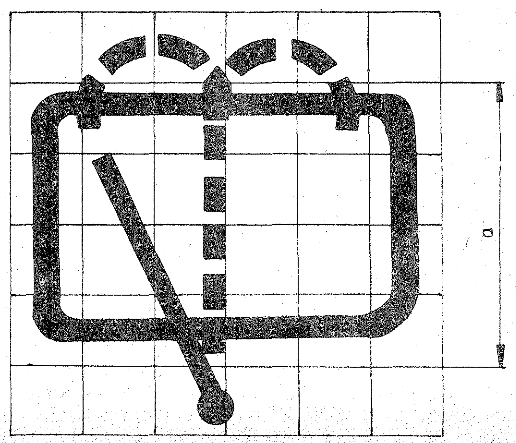
5



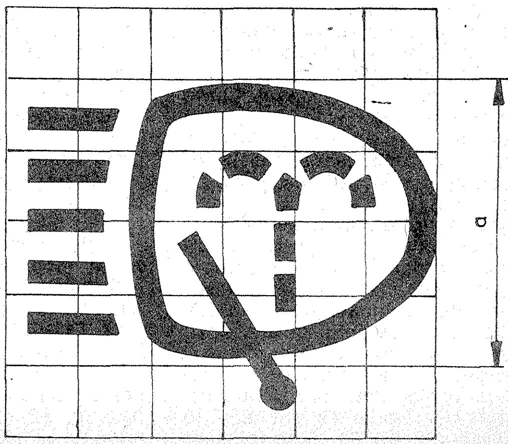
6



7



8



VIDEOCASETOFOANELE HQ ȘI HI-FI

Ing. ȘERBAN NAICU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Semnalele audio respective sunt utilizate pentru a modula în frecvență două purtătoare corespunzătoare canalelor stânga și dreapta ale semnalului stereofonic redat de videocasetofonul VHS „Hi-Fi".

Aceste purtătoare sunt centrate pe 1,4 MHz și 1,8 MHz și sunt caracterizare de o excursie de frecvență de ±150 kHz (figura 5). Se obține astfel o foarte bună dinamică și un raport semnal/zgomot foarte bun.

În figura 4, se prezintă schema de principiu a unui videocasetofon VHS „Hi-Fi".

În partea superioară se observă secțiunea video, în centru tamburul de analiză cu cele două perechi de capete rotative specializate, iar jos secțiunea audio. Această ultimă parte este dublă, împărțindu-se într-o secțiune „Hi-Fi" și o secțiune „normală", care va asigura compatibilitatea de folosire cu alte videocasetofoane a videocasetelor înregistrate cu un aparat cu sunet stereofonic Hi-Fi.

În cazul formatului Video-8 soluțiile sunt puțin diferite. Astfel, semnalele audio MF sunt multiplexate cu semnalele video și aplicate simultan pe catepele video normale. Aceste semnale, ca și la VHS „Hi-Fi", sunt folosite pentru a modula în frecvență (MF) una sau două purtătoare HF ca în cazul Video-8 „mono", sau respectiv Video-8 „stereo" (figura 6). Amplitudinea celor două purtătoare este mult mai mică (—13 dB) decât cea a purtătoarei de crominanță, pentru a evita riscul de transmodulație.

În varianta „mono", purtătoarea MF este centrată pe 1,5 MHz, iar în varianta „stereo" apare o a doua purtătoare calată pe 1,75 MHz. Pentru a asigura compatibilitatea de lectură (citire) a înregistrărilor „stereo" pe aparate „mono", prima purtătoare se utilizează pentru a transmite suma semnalelor stereofonice corespunzătoare căilor „stânga" și „dreapta" (L+R). Inițialele provin de la denumirile în limba engleză, L — left și R — right.

A doua purtătoare transmite diferența (L—R) celor două semnale.

În primul caz, compatibilitatea de lectură este asigurată de simpla însumare (L+R) a celor două semnale, iar în cel de-al doilea caz, redarea mesajului stereofonic se face după următorul proces: (L+R)+(L—R)= 2 L pentru calea „stânga" și (L+R)—(L—R)=2R pentru calea „dreapta".

Coeficientul 2 nu are nici o semnificație practică și nu modifică caracteristicile celor două semnale de origine (L și R).

O altă particularitate a formatului Video-8, înregistrarea PCM (Pulse Code Modulation) a semnalelor audio, complementară înregistrării MF, este realizată pornind de la aceleași capete video rotative. Semnalele numerice corespunzătoare nu sunt multiplexate cu cele precedente, ci înregistrate după acestea pe pistele situate în prelungirea pistelor video. Aceste piste ocupă doar 5/6 din lungimea traseelor parcurse de capetele video rotative, iar 1/6 rămâne pentru înregistrarea și lectura pistelor PCM.

Cu totul altul este procedeul folosit la aparatele S-VHS pentru înregistrarea semnalelor audio conform tehnicii PCM. Astfel, semnalele numerice corespunzătoare nu sunt înregistrate de către capetele video rotative la capătul pistelor analizate de acestea. Aceste semnale sunt folosite pentru a modula o purtătoare centrată pe 3 MHz, înregistrarea informațiilor corespunzătoare efectuându-se „în profunzime", în stratul magnetic de pe banda video, cu ajutorul capetelor rotative specifice, caracterizate de unghiuri de azimut de ±30° (ca la capetele audio Hi-Fi).

Se remarcă folosirea unui semnal de polarizare HF (de 11 MHz), pentru a asigura o mai bună magnetizare a benzii video. Se poate alege un mod de înregistrare cu 2 sau 4 canale.

Astfel, în primul caz (2 canale), corespunzător unui semnal de sunet Hi-Fi stereofonic, frecvența de eșantionare este de 48 kHz, în timp ce cuantificarea semnalelor se efectuează pe 16 biți.

În al doilea caz (4 canale), frecvența de eșantionare este de 32 kHz, cu o cuantificare nelimitată pe 12 biți.

Va rezulta o mare capacitate de utilizare a acestor aparate, utile pentru înregistrări Hi-Fi de bună calitate.

Pentru aparatele VHS, ca și pentru Video-8, ultima perfecționare constă în înregistrarea și lectura semnalelor video în componente separate. Această tehnică este utilizată și de aparatele de format nou: S-VHS și Hi-8.

Progresele realizate de proiectanții atât ai sistemului VHS cât și Video-8 au permis să se treacă de la o definiție orizontală a imaginilor înregistrate cu 250 puncte/linie la 400 puncte/linie, la camerele video și casetofoanele actuale.

Principala caracteristică a acestor noi formate constă în mărimea benzii de trecere a semnalelor de luminanță și creșterea excursiei de frecvență.

În ceea ce privește creșterea benzii de trecere (câștigul înregistrat de S-VHS și Hi-8, în raport cu formatele de bază) aceasta este dată în principal de faptul că semnalele de luminanță nu mai sunt limitate la 3,5 MHz (figura 7). Aceasta pentru a găzdui semnalele de crominanță centrate pe 4,43 MHz (în PAL). Deci semnalele de luminanță pot fi redate până la 5 MHz, valoare care permite creșterea sensibilă a definiției imaginilor înregistrate.

Excursia de frecvență va crește de la 1 MHz la VHS „standard" la 1,6 MHz la S-VHS (figura 5) și de la 1,2 MHz la Video-8 la 2,2 MHz la Hi-8 (figura 6).

Va rezulta o creștere a definiției orizontale la nivelul de 400 puncte /linie, la ambele formate noi

Deoarece semnalele de luminanță și de crominanță sunt tratate separat, în tot procesul de înregistrare și de lectură sunt eliminate toate interferențele între acestea.

Cele două formate noi (S-VHS și Hi-8) au condus la apariția unor noi benzi magnetice, de mare energie, capabile să înregistreze mărirea frecvenței necesare pentru creșterea benzii de trecere a luminanței.

Astfel, noile benzi realizate de S-VHS au parametrii mai ridicați: coercivitatea de la 600 oersted la 900 oersted și remanența de la 1400 gauși la 1700 gauși (față de VHS clasic).

Cele mai performante benzi magnetice destinate formatului Hi-8 (cu o remanență record de 3 700 gauși) se bazează pe un film metalic, subțire, depus prin evaporare în vid pe un suport de poliester. O tehnologie de vârf permite obținerea unei concentrații mari de atomi a materialului magnetic (un aliaj cobalt-nichel) cu densități de înregistrare imposibil de atins cu tehnologiile clasice.

Atât pentru S-VHS cât și pentru Hi-8 (la care înregistrările se fac în componente separate), problema principală este cea a incompatibilității de lectură pe aparatele clasice VHS și Video-8 (ruperi ale imaginii, lipsa culorii).

Pentru a înlătura această incompatibilitate de citire pe aparatele VHS și Video-8 clasice a înregistrărilor efectuate pe videocamere și pe videocasetofoane S-VHS și Hi-8, acestea trebuie să dispună obligatoriu de semnale video compozite.

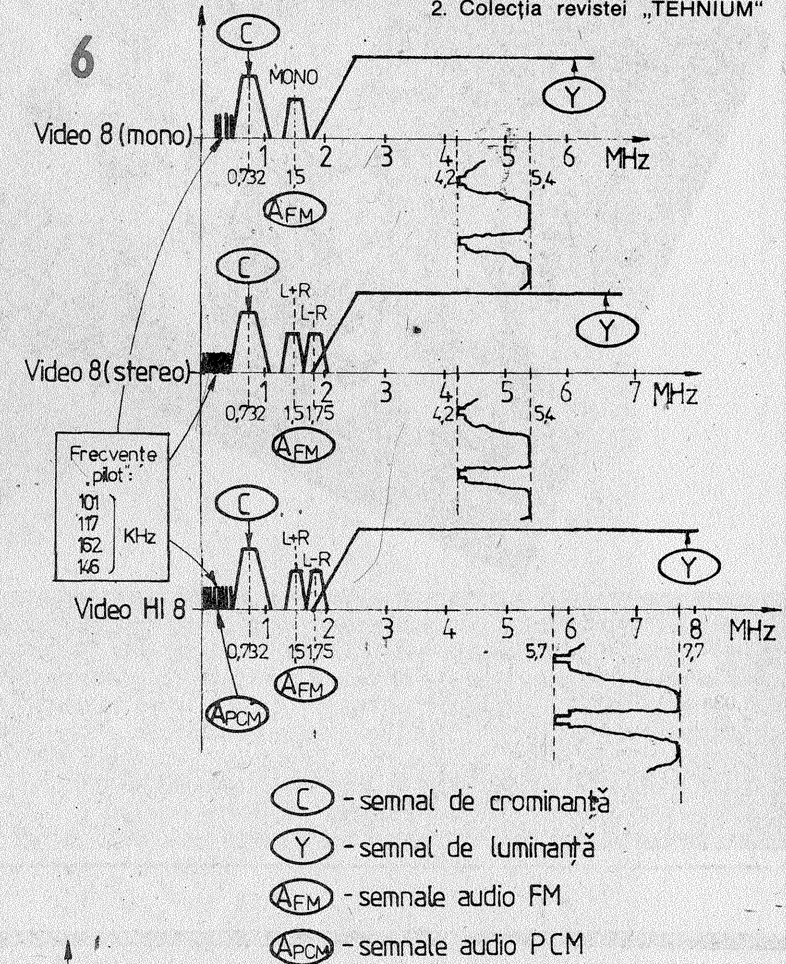
Acest lucru se poate face în două moduri: fie plecând de la videocasetele S-VHS și Hi-8 și având grijă să comutăm aparatele de înregistrare S-VHS și Hi-8 în modul „standard" (VHS sau Video-8), fie utilizând pe acestea videocasete normale. Acestea fiind lipsite de orificiul de identificare specific videocastelor S-VHS sau Hi-9, având ca efect menținerea în modul VHS sau Video-8 a circuitelor de înregistrare ale camerelor sau videocasetofoanelor de format nou.

În schimb, invers, compatibilitatea de lectură a videocasetelor înregistrate este totală. Aparatele S-VHS și Hi-8 identifică în mod automat modul de înregistrare utilizat pe videocasete și își comută în consecință circuitele lor de lectură la modul de înregistrare VHS și Video-8.

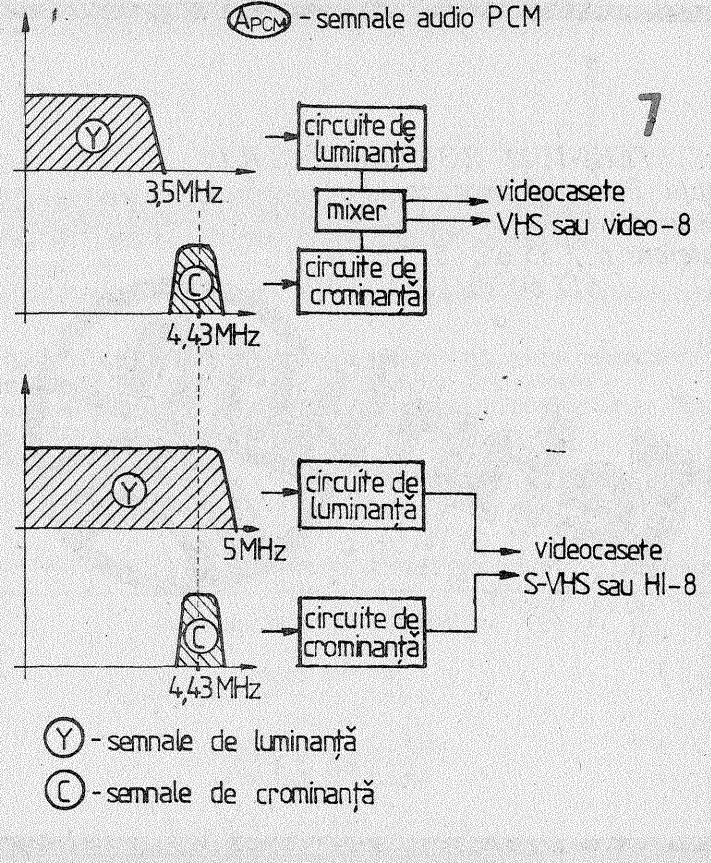
BIBLIOGRAFIE:

1. Colecția revistei „La Haut Parleur"
2. Colecția revistei „TEHNIUM"

6

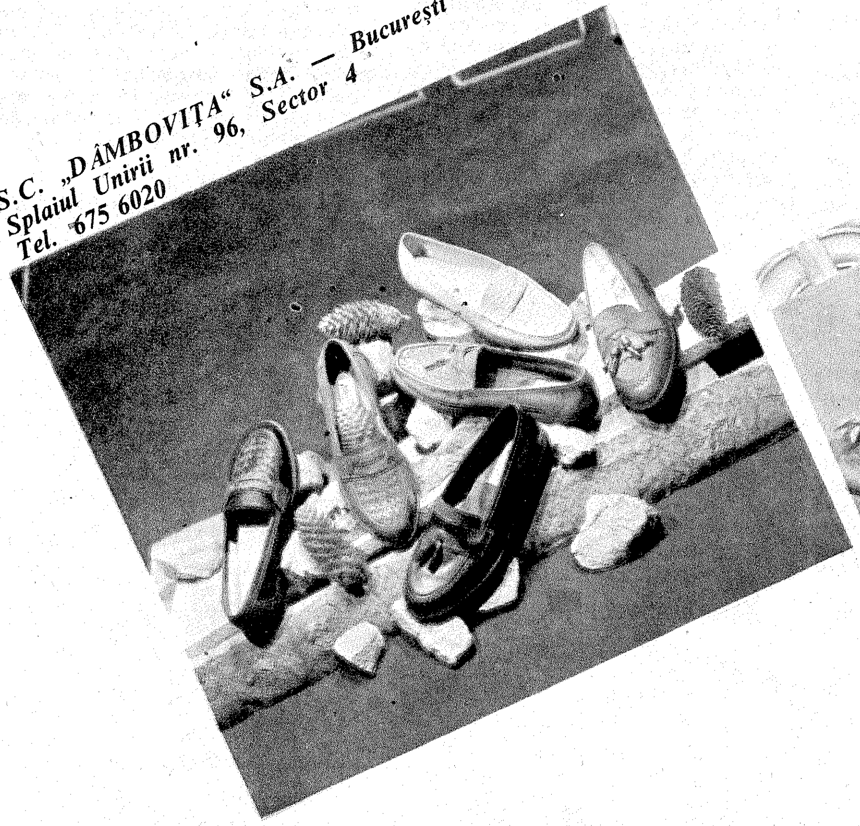


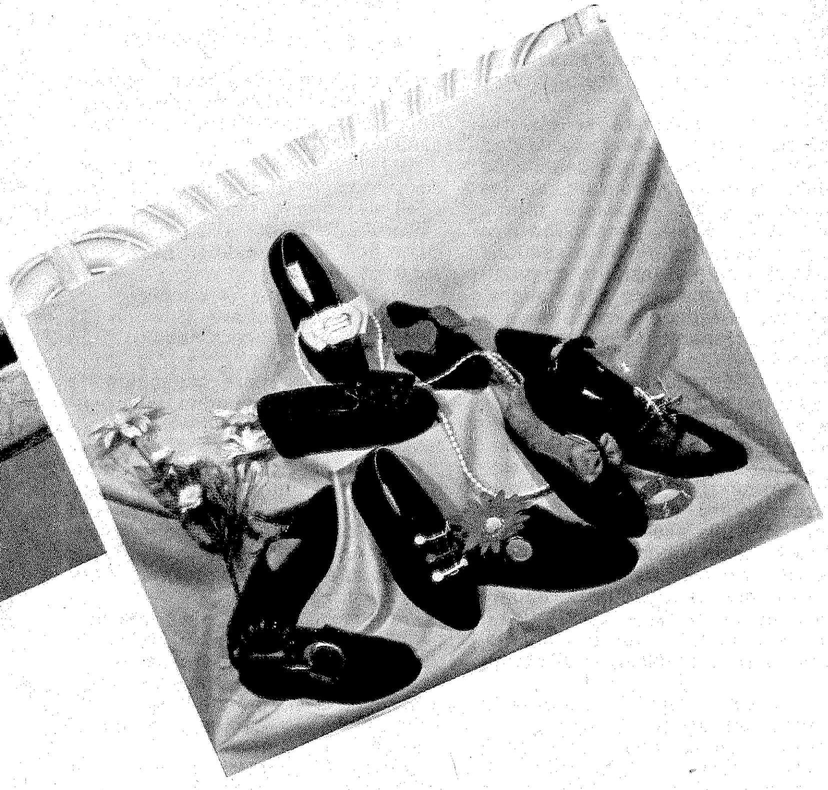
7



S.C. DÂMBOVIŢA S.A.

S.C. „DÂMBOVIŢA“ S.A. — Bucureşti
Splaiul Unirii nr. 96, Sector 4
Tel. 675 6020





Cu o vechime de peste 100 ani, produce încălţăminte destinată următoarelor categorii:

● copii ● adolescenţi ● femei ● bărbaţi. În cadrul întreprinderii se pot întâlni mai multe sisteme de confecţie: ● încălţăminte cu talpa lipită — I.L. ● încălţăminte cu talpa cusută pe ramă — C.R. ● încălţăminte cu talpa injectată direct pe feţe — I.J.

Încălţămintea realizată în cadrul societăţii prezintă o coloristică diversificată — pielea fiind realizată în tăbăcăria proprie — atât vegetală cât şi minerală.

Solicitările partenerilor externi sunt o garanţie a calităţii produselor noastre pe pieţele cele mai exigente din lume.

Încălţămintea realizată la S.C. „Dâmboviţa“ S.A. poartă pe ea marca fabricii noastre „DIMBO“.

Dacă marfa produsă sub marca „DIMBO“ nu se găseşte în magazinele de desfacere, înseamnă că s-a vândut, dar oricând solicitările dv. pot fi satisfăcute, vizitându-ne magazinele proprii din str. Splaiul Unirii, nr. 96.

S.C. TEHNIUM ROMFABER S.R.L.
Piaţa Presei Libere nr. 1
Bucureşti
Telefon: 618 35 66; 617 60 10, 617 60 20/1182, 2059

Tehnium romfaber

Organizează:

1. Cursuri radio-TV de întreţinere şi depanare;
2. Execută cataloage de produse, pliante, prospecte, caiete service, etc.;
3. Publicitate pentru orice produse;
4. Intermedieri vânzări-cumpărări de bunuri şi produse;
5. Proiectare-amenajare-instalare-exploatare instalaţii de sonorizare pentru localuri publice (săli de conferinţe, şcoli, biserici, etc.);
6. Tipărire de cărţi tehnice şi ştiinţifice.



Redacția TEHNIUM caută difuzori în provincie și în București pentru revista Tehnium și suplimentele Tehnium-Service. Relații la telefon: 618 35 55; Piața Presei Libere Nr. 1, corp C, etaj 3, camera 374.

Celor interesați a cunoaște înlocuirea CIRCUITELOR INTEGRATE LINIARE din aparatura electronică sovietică, cu CIRCUITE INTEGRATE LINIARE din producție europeană, le recomandăm lucrarea TEHNIUM — SERVICE — circuite echivalente.

Lucrarea poate fi procurată de la redacția TEHNIUM — Piața Presei Libere nr. 1, sector 1.

Informații la telefon: 618 35 66.

Redactor șef: ing. ILIE MIHĂESCU
Secretar general de redacție: ing. ȘERBAN NAICU
Redactori: D. CHIȚA; V. CÂMPEANU
Grafică: I. IVAȘCU
Corectură: GEORGE IVAȘCU
Secretariat: M. MARINESCU

Administrația: Editura „Presa Națională" S.A.

Tiparul executat
la Imprimeria „Coresi"
București

INDEX 44212

The trading company

ARTECA-JILAVA

S.A.

Bucharest - Romania produces and offers for export the following technical rubber items:

- V — belts for industrial purposes
- V — belts for speed variators
- Rubber gaskets for general purpose for compact and foaming rubber
- Ebonite waren
- Reclaimed rubber RA, RC
- Technical rubber items for equipping of autovehicles



- Technical rubber plates without insertion
- Technical rubber plate „ELASTIN“ for tenis courts and sports halls
- Conveyor and transmission rubber belts
- Low pressure rubber hoses for water, air, gases, oil products acids and bases
- High pressure rubber hoses with one and two metal insertion for hydraulic installations
- Various compounds and masterbatches
- Various metallic construction for conveyer beltings.

Tel. 685 70 70
Fax. 686 70 30
Telex. 11729
33, Prelungirea Şos. Giurgiului Road IV
Zip code 75632 Bucharest — Romania, Telephone: 685 70 70, Telex: 11729

